Tehnium

ANUL XXIII — NR. 266 1 / 1993

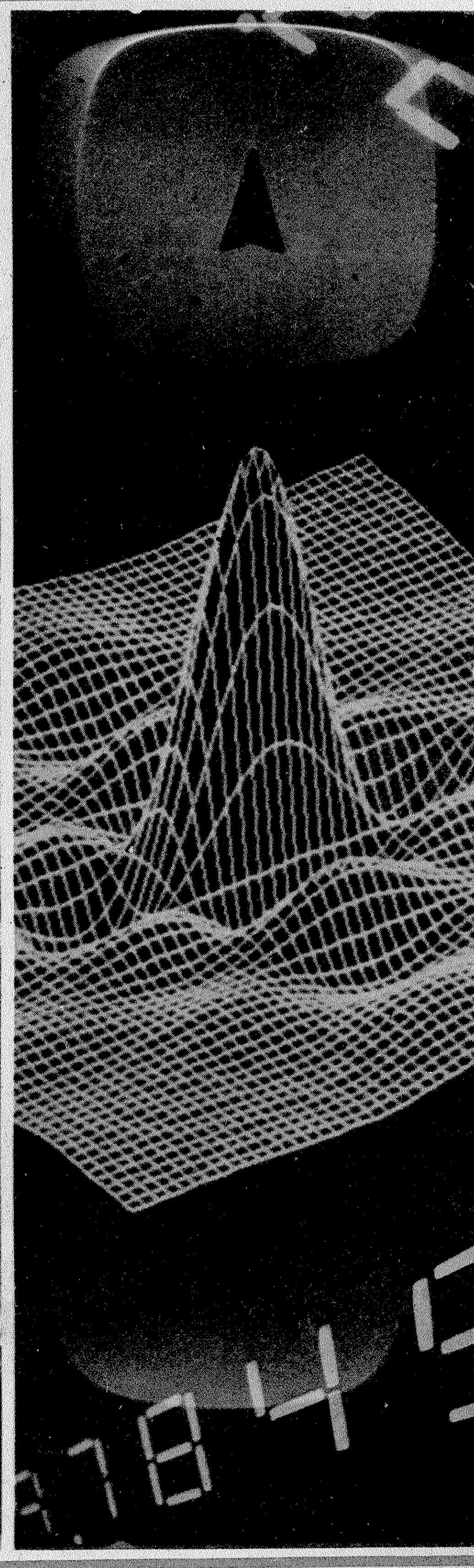
SUMAR

REVISTĂ LUNARĂ PENTRU CONSTRUCTORII AMATORI

ADRESA REDACŢIEI: „TEHNIUM",
BUCUREŞTI, PIAŢA PRESEI LIBERE NR. 1,
COD 79784, OF. P.T.T.R. 33,
SECTORUL 1, TELEFON:618 35 66—617 60 10/2059

PREŢUL 75 LEI





PROIECTARE ASISTATĂ DE CALCULATOR

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Fiind realizat sub forma a două linii de transmisiune identice, paralele, de cele mai multe ori asimetrice, între care există un cuplaj electromagnetic, reprezentăm pentru nevoile programului nostru cuplorul direcțional ca în figura 5.34. Cele două linii au un conductor comun conectat la nodul s, iar celelalte conductoare conectate la nodurile i și j, respectiv m și p.

Structurii îi corespund două impedanțe caracteristice, în practică rezistive, Z_s și Z_a.

Z_s, **impedanța caracteristică de mod simetric,** este impedanța caracteristică a liniilor de transmisiune la care un conductor este conductorul comun celor două linii care formează cuplorul (cel conectat la nodul s în figura 5.34), iar celălalt este unul dintre conductorii necomuni, cel de-al doilea conductor necomun fiind parcurs de un curent egal și în același sens cu cel care îl străbate pe primul.

Z_a, impedanța caracteristică de mod asimetric, este impedanța caracteristică a liniei de transmisiune la care un conductor este conductorul comun celor două linii care formează cuplorul iar celălalt este unul dintre conductorii necomuni, cel de-al doilea conductor necomun fiind parcurs de un curent egal și de sens opus cu cel care îl străbate pe primul. Cele două impedanțe depind de geometria secțiunii transversale a cuplorului și natura dielectricului utilizat.

Z_s, Z_a, coeficientul de scurtare K (raport între lungimea de undă în cuplor și cea în vid), și lungimea fizică l caracterizează complet structura,

$$U_{r_1} = s_{11}U_{i_1} + s_{12}U_{i_2}$$

$$U_{r_2} = s_{21}U_{i_1} + s_{22}U_{i_2}$$

unde

$$s_{11} = \left.\frac{U_{r_1}}{U_{i_1}}\right|_{U_{i_2}=0} \qquad s_{12} = \left.\frac{U_{r_1}}{U_{i_2}}\right|_{U_{i_1}=0}$$

$$s_{21} = \left.\frac{U_{r_2}}{U_{i_1}}\right|_{U_{i_2}=0} \qquad s_{22} = \left.\frac{U_{r_2}}{U_{i_2}}\right|_{U_{i_1}=0}$$

$$s_{11} = \frac{(1-y_{11}R)(1+y_{22}R)+y_{12}y_{21}R^2}{(1+y_{11}R)(1+y_{22}R)-y_{12}y_{21}R^2}$$

$$s_{12} = \frac{-2y_{12}R}{(1+y_{11}R)(1+y_{22}R)-y_{12}y_{21}R^2}$$

$$s_{21} = \frac{-2y_{21}R}{(1+y_{11}R)(1+y_{22}R)-y_{12}y_{21}R^2}$$

$$s_{22} = \frac{(1+y_{11}R)(1-y_{22}R)+y_{12}y_{21}R^2}{(1+y_{11}R)(1+y_{22}R)-y_{12}y_{21}R^2}$$

(5.24)

$$y_i = \frac{1}{R}\cdot\frac{(1-s_{11})(1+s_{22})+s_{12}s_{21}}{(1+s_{11})(1+s_{22})-s_{12}s_{21}}$$

$$y_r = \frac{1}{R}\cdot\frac{-2s_{12}}{(1+s_{11})(1+s_{22})-s_{12}s_{21}}$$

$$y_f = \frac{1}{R}\cdot\frac{-2s_{21}}{(1+s_{11})(1+s_{22})-s_{12}s_{21}}$$

$$y_o = \frac{1}{R}\cdot\frac{(1+s_{11})(1-s_{22})+s_{12}s_{21}}{(1+s_{11})(1+s_{22})-s_{12}s_{21}}$$

permițînd scrierea relațiilor de legătură (5.26) dintre curenții ce intră în bornele cuplorului și potențialele acestora.

Expresiile admitanțelor y, y_a, y_b și y_c care apar în (5.26) conțin implicit ipoteza simplificatoare a neglijării pierderilor în cuplor. Prețul acestei simplificări a modelului constă în supunerea lungimii sale electrice la restricția de a fi diferită de λ/2 (lungime pentru care numitorul admitanțelor amintite se anulează!). Această restricție este ușor de acceptat întrucît cuploarele practice au de cele mai multe ori o lungime electrică de λ/4.

Deseori referirile la cuplor nu se fac direct prin Z_s și Z_a, ci prin intermediul **impedanței de lucru** a cuplorului Z și prin valoarea **cuplajului** c (exprimată în decibeli). Semnificația acestor mărimi este redată de figura 5.35, lungimea cuplorului fiind λ/4. Așa după cum arată figura, toate porțile cuplorului fiind închise pe impedanțe identice Z, rezistive și adaptate, acesta distribuie puterea P primită printr-o poartă la numai două dintre celelalte în cantitățile c^2P și $(1-c_2)P$. Toate acestea au loc dacă și numai dacă sînt îndeplinite condițiile (5.27).

De exemplu, pentru Z = 50 Ω și puteri egale la cele două porți de ieșire (c = —3 dB) se obțin Z_s = 120,71 Ω și Z_a = 20,71 Ω.

După această paranteză necesară, revenim la program prin prezentarea listelor 5.21 și 5.22, care constituie totodată ultimile două liste din

$$(5.25) \qquad A_p(\max) = \frac{|s_{21}|^2}{(1-|s_{11}|^2)(1-|s_{22}|^2)}$$

f(MHz)	$\|s_{11}\|$	$\angle s_{11}$	$\|s_{12}\|$	$\angle s_{12}$	$\|s_{21}\|$	$\angle s_{21}$	$\|s_{22}\|$	$\angle s_{22}$
4000	0,548	173,0	0,049	24,0	1,665	29,0	0,816	-71,0
4300	0,539	169,1	0,052	23,7	1,569	23,6	0,829	-74,9
5000	0,518	160,0	0,058	23,0	1,346	11,0	0,860	-84,0

Tabel 5.4

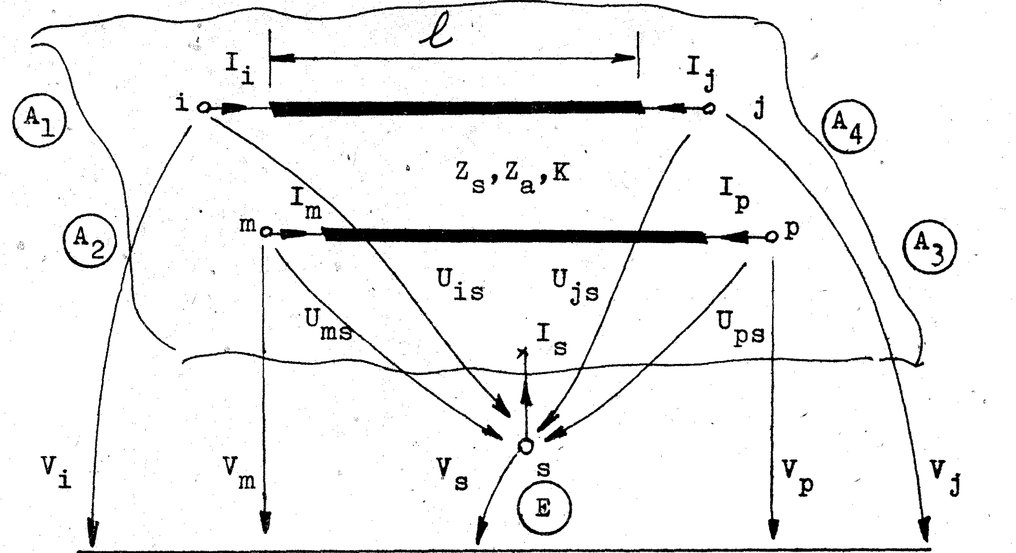


Fig. 5.34

Lista 5.21

```
9155 DIM D(Z(12),9)
9160 PRINT "NR";TAB 4;"L(m)";TAB
 10;"K";TAB 15;"Zs(Ohm)";TAB 24;
"Za(Ohm)": PRINT TAB 15;"A1,A2,A
3,A4";TAB 28;"E": RETURN
9170 PRINT "D";K;TAB 4;: INPUT D
(K,1): PRINT D(K,1);: INPUT D(K,
2): PRINT TAB 10;D(K,2);: INPUT
D(K,3): PRINT TAB 15;D(K,3);: IN
PUT D(K,4): PRINT TAB 24;D(K,4)
9175 INPUT D(K,5): PRINT TAB 15;
D(K,5);TAB 17;",";: INPUT D(K,6)
: PRINT D(K,6);TAB 20;",";: INPU
T D(K,7): PRINT D(K,7);TAB 23;",
";: INPUT D(K,8): PRINT D(K,8);:
 INPUT D(K,9): PRINT TAB 28;D(K,
9): RETURN
9280 PRINT "D";I;TAB 4;D(I,1);TA
B 10;D(I,2);TAB 15;D(I,3);TAB 24
;D(I,4): PRINT TAB 15;D(I,5);TAB
 17;",";D(I,6);TAB 20;",";D(I,7)
;TAB 23;",";D(I,8);TAB 28;D(I,9)
: RETURN
```

(5.26)

$$I_i = y\,U_{is} + y_a U_{ms} + y_b U_{ps} + y_c U_{js}$$

$$I_m = y_a U_{is} + y\,U_{ms} + y_c U_{ps} + y_b U_{js}$$

$$I_p = y_b U_{is} + y_c U_{ms} + y\,U_{ps} + y_a U_{js}$$

$$I_j = y_c U_{is} + y_b U_{ms} + y_a U_{ps} + y\,U_{js}$$

$$I_s = -(I_i + I_m + I_p + I_j)$$

unde

$$U_{is} = V_i - V_s$$

$$U_{ms} = V_m - V_s$$

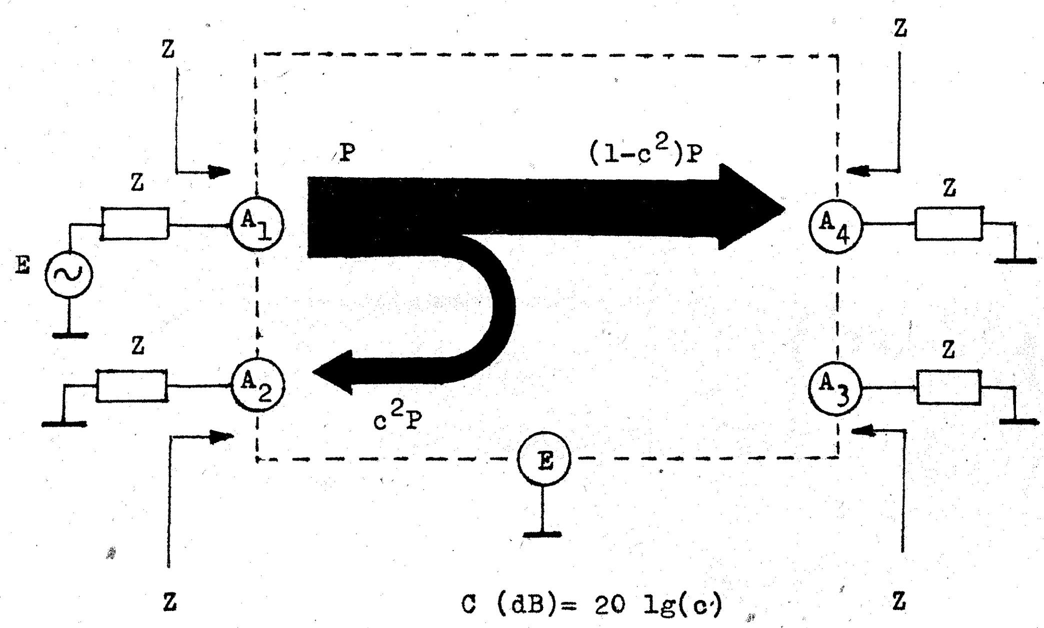
$$U_{ps} = V_p - V_s$$

$$U_{js} = V_j - V_s$$

$$y = \frac{\cos\theta}{2j\cdot\sin\theta}\left(\frac{1}{Z_s} + \frac{1}{Z_a}\right) \qquad y_b = \frac{1}{2j\cdot\sin\theta}\left(-\frac{1}{Z_s} + \frac{1}{Z_a}\right)$$

$$y_a = \frac{\cos\theta}{2j\cdot\sin\theta}\left(\frac{1}{Z_s} - \frac{1}{Z_a}\right) \qquad y_c = \frac{1}{2j\cdot\sin\theta}\left(-\frac{1}{Z_s} - \frac{1}{Z_a}\right)$$

$$\theta = \frac{2\pi\ell f}{3\cdot 10^8\cdot K}$$



C (dB)= 20 lg(c)

Fig. 5.35

(5.27)

$$Z_s = Z\sqrt{\frac{1+c}{1-c}}$$

$$Z_a = Z\sqrt{\frac{1-c}{1+c}}$$

(5.28)

$$B_{-3dB}(\%) = \frac{2(90-\alpha)}{90}\cdot 100$$

$$\alpha(^\circ) = tg^{-1}\,\frac{2(1-c^2+\sqrt{1-c^2})}{c^2}$$

program. Lista 5.21 conţine instrucţiunile legate de introducerea în calculator şi ulterior modificarea sau corectarea parametrilor cuplorului. Ordinea lor este următoarea: lungimea fizică l exprimată în metri; factorul de scurtare K; impedanţa caracteristică de mod simetric Z_s exprimată în ohmi; impedanţa caracteristică de mod asimetric Z_a, de asemeni în ohmi; cele cinci borne ale cuplorului A_1, A_2, A_3, A_4 şi E (conform figurii 5.34). Prezenţa unui cuplor direcţional într-un circuit are ca efect alegerea automată a MHz-ului ca unitate de frecvenţă.

Prin instrucţiunile cuprinse în lista 5.22 sînt evaluaţi coeficienţii potenţialelor prezente la bornele cuplorului pe baza relaţiilor (5.26) şi introduşi în admitanţele nodurilor circuitului complet (din care face parte cuplorul direcţional).

5.9.2 **Exemplu (D)**

Exemplul ales (cel din urmă al acestui articol) ca ilustrare a utilizării modelului cuplorului direcţional (D) constă dintr-un **filtru direcţional cu absorbţie.** Această clasă de filtre are proprietatea de a asigura o adaptare excelentă la porţile lor pentru orice frecvenţă. Avînd această proprietate, ele sînt recomandate, de exemplu, la construirea amplificatoarelor cu tranzistoare cu efect de cîmp cu arseniură de galiu, întrucît acestea deseori autooscilează în prezenţa unui filtru convenţional datorită puternicei dezadaptări din afara benzii.

Filtrul constă din două cuploare direcţionale identice, interconectate prin două linii de transmisiune şi ele identice. În figura 5.36 este prezentată o schiţă orientativă a unei asemenea structuri realizată în tehnică microstrip.

Impedanţa caracteristică a liniilor de transmisiune V_1 şi V_2 şi impedanţa de lucru a cuploarelor D_1 şi D_2 sînt egale cu valoarea comună a rezistenţelor „văzute" de ansamblu spre exterior la cele patru porţi ale sale (nodurile 1, 2, 7 şi 8). Semnalul aplicat la poarta delimitată de nodurile 1 şi 9 (la nodul 9 sînt conectate conductoarele comune ale cuploarelor, precum şi cîte unul din conductorii liniilor de transmisiune) este dirijat în funcţie de frecvenţa sa către poarta delimitată de nodurile 2 şi 9 sub forma unui răspuns tip „opreşte-bandă", şi spre poarta delimitată de nodurile 7 şi 9 sub forma unui răspuns tip „trece-bandă". Poarta delimitată de nodurile 8 şi 9 este izolată, semnalul la această ieşire fiind nul la orice frecvenţă.

Cele două caracteristici de filtrare care se obţin au aceeaşi frecvenţă centrală, frecvenţă la care corespunde o lungime de undă de patru ori mai mare decît lungimea comună a cuploarelor şi liniilor de transmisiune. Şi într-un caz şi în altul, banda la —3 dB are aceeaşi valoare, procentual dependentă numai de valoarea cuplajului, aşa cum arată relaţia (5.28).

În exemplul am presupus că filtrul este destinat unei aplicaţii în banda de radioamatori alocată între frecvenţele 1 250 MHz şi 1 300 MHz, frecvenţa centrală fiind deci 1 274,75 MHz. Banda filtrului a fost aleasă 60%, iar pentru a nu intra în detalii constructive am admis un factor de scurtare unitar, neglijînd totodată pierderile.

Analiza efectuată, redată în lista exemplu 5.11, pentru un număr de numai trei frecvenţe, confirmă cele afirmate pînă acum despre această structură. Prima parte a analizei pune în evidenţă caracteristica de filtrare opreşte-bandă, rezistenţa de sarcină fiind conectată la portul 2—9. Apoi locul rezistenţei de sarcină a fost schimbat cu cel al rezistenţei R1, de la portul 7—9, punîndu-se în evidenţă caracteristica de filtru tip trece-bandă. Se remarcă totodată cu uşurinţă că structura are un comportament perfect simetric în ceea ce priveşte coeficienţii de reflexie la intrare şi ieşire.

Lista 5.22

```
3105 FOR I=1 TO Z(12): LET B1=2*
PI*F2*D(I,1)/300/D(I,2)
3110 LET G=0: LET B=-1E3*COS B1*
(1/D(I,3)+1/D(I,4))/2/SIN B1: LE
T L=D(I,5): LET J=L: LET M=D(I,9
): LET K=M: GO SUB 485: LET L=D(
I,6): LET J=L: GO SUB 485: LET L
=D(I,7): LET J=L: GO SUB 485: LE
T L=D(I,8): LET J=L: GO SUB 485
3115 LET B=-1E3*COS B1*(1/D(I,3)
-1/D(I,4))/2/SIN B1: LET L=D(I,6
): LET J=D(I,5): GO SUB 485: LET
 L=J: LET J=D(I,6): GO SUB 485:
LET L=D(I,8): LET J=D(I,7): GO S
UB 485: LET L=J: LET J=D(I,8): G
O SUB 485
3120 LET B=-1E3*(-1/D(I,3)+1/D(I
,4))/2/SIN B1: LET L=D(I,7): LET
 J=D(I,5): GO SUB 485: LET L=J:
LET J=D(I,7): GO SUB 485: LET L=
D(I,8): LET J=D(I,6): GO SUB 485
: LET L=J: LET J=D(I,8): GO SUB
485
3125 LET B=-1E3*(-1/D(I,3)-1/D(I
,4))/2/SIN B1: LET L=D(I,8): LET
 J=D(I,5): GO SUB 485: LET L=J:
LET J=D(I,8): GO SUB 485: LET L=
D(I,7): LET J=D(I,6): GO SUB 485
: LET L=J: LET J=D(I,7): GO SUB
485: NEXT I
```

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

EXPLORAREA ÎNTREȚESUTĂ

Imaginea de televiziune se poate descompune într-un număr de imagini statice, denumite cadre. Cadrul la rîndul său este format dintr-o succesiune de linii.

Explorarea constă tocmai în procesul de descompunere a imaginii în cadre și linii, avînd ca rezultat formarea semnalului TV.

Valoarea foarte mare a frecvenței maxime a semnalului video a impus căutarea unor soluții pentru micșorarea acesteia fără a afecta calitatea imaginii. În acest mod s-a ajuns la explorarea întrețesută.

Micșorarea frecvenței maxime din spectrul semnalului se poate face prin scăderea numărului de elemente de imagine pe una din cele două dimensiuni și anume micșorarea numărului de linii sau a frecvenței cadrelor. Micșorarea numărului de linii va determina scăderea rezoluției imaginii, iar micșorarea frecvenței cadrelor ar produce senzația de pîlpîire, care este foarte obositoare pentru telespectator, soluții ce nu se pot accepta.

O altă posibilitate constă în reducerea suprafeței explorate alegîndu-se un mod de explorare particular și anume explorarea întrețesută. Astfel, frecvența cadrelor se reduce la jumătate, fără să apară fenomenul de pîlpîire, deoarece s-a redus și aria suprafeței respective.

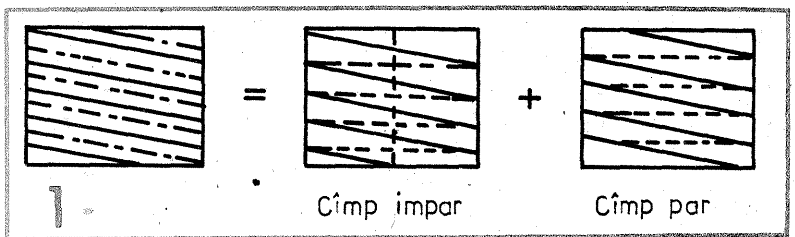
Imaginea explorată cu jumătate din numărul total de linii se numește semicadru (sau cîmp). Rezultă că o imagine completă se explorează în două cîmpuri: cîmpul 1, care conține liniile de explorare de ordin impar și cîmpul 2, care conține liniile de explorare de ordin par, principiu vizibil în figura 1.

Totalitatea liniilor de explorare dintr-un cadru poartă denumirea de rastru.

Sensul în care se face explorarea în timpul cursei active a fasciculului de explorare este de la stînga la dreapta pe orizontală și de sus în jos pe verticală. Porțiunea activă a liniilor și cîmpurilor trebuie să fie explorată cu viteză constantă.

Pentru realizarea explorării întrețesute se are în vedere să se obțină număr este de 625 de linii. S-a ales această valoare făcîndu-se compromisul optim între calitatea imaginii obținute și complexitatea aparatajului determinată de lățimea benzii transmise.

Din figura 1 se observă că unul dintre cîmpuri (cel impar) începe cu o linie întreagă și se termină cu o jumătate de linie, în timp ce celălalt (cîmpul par) începe cu o jumătate de linie și se termină cu o linie în-



1

o formă identică în cele două cîmpuri ale semnalului, deci este necesar ca explorarea să înceapă și să se sfîrșească la același nivel vertical. Acest lucru se realizează prin alegerea unui număr de linii impar, în toate standardele de televiziune. În standardul nostru — OIRT — acest treagă. Situația prezentată este ideală, deoarece întoarcerea se face instantaneu, dar în realitate întoarcerea se face într-un timp finit constituit dintr-un număr întreg de linii, așa cum se vede în figura 2, în care este prezentat un sistem de explorare întrețesut cu 13 linii. S-a ales un număr mic de linii pentru a se putea observa principiul, urmînd ca apoi să generalizăm pentru cazul concret, în cazul normei noastre de TV cu 625 de linii.

Se observă că primul semicadru (cîmp) conține liniile impare iar al doilea liniile pare ale imaginii. Jumătatea a doua a liniei 11, prima jumătate a liniei 13 din primul semicadru, precum și linia 12 din al doilea semicadru sînt linii inactive (pasive). Deci, dintr-un total de 13 linii, doar 11 sînt efectiv folosite. Celelalte două, după cum s-a arătat mai sus, nu sînt vizibile pe ecran, deoarece în această perioadă tubul cinescop este blocat de către impulsul de stingere pe cadre (ne aflăm în perioada cursei de întoarcere a baleiajului pe cadre).

În cadrul standardului nostru de televiziune OIRT principalii parametri sînt:

— numărul nominal de linii: 625;
— frecvența semicadrelor: 50 Hz;
— frecvența cadrelor: 25 Hz;
— frecvența liniilor: 15.625 ± 3 Hz;
— formatul imaginii (raportul dintre lățime și înălțime): 4 : 3;
— banda de frecvențe video transmise: 5,5—6 MHz.

Este necesar ca viteza maximă de variație a frecvenței liniilor să nu depășească 0,05%/s din valoarea ei medie.

Se observă că frecvența liniilor (15.625 Hz) reprezintă numărul de linii (625) înmulțit cu frecvența cadrelor (25 Hz).

În figura 3 se prezintă diagramele reale de timp și aspectul rastrului pentru sistemul cu baleiaj întrețesut, în cadrul standardului nostru. Se poate observa în mod concret principiul arătat în figura anterioară pe

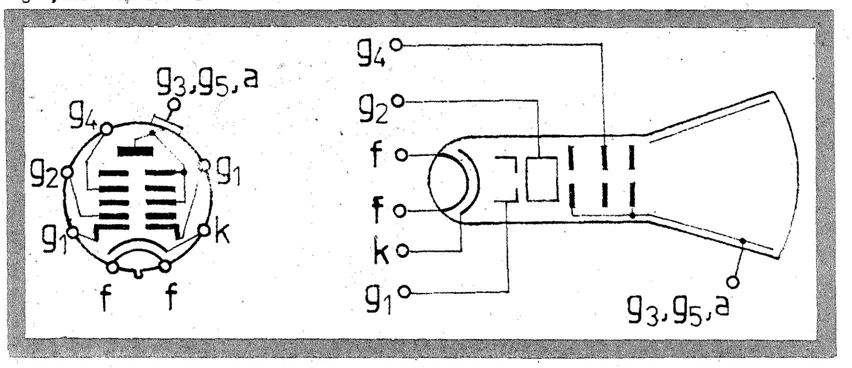
Pagini realizate de Ing. ȘERBAN NAICU

TUBURI CINESCOP PENTRU TELEVIZIUNEA ALB-NEGRU

Ne vom referi în cele ce urmează exclusiv la tuburile cinescop pentru televiziunea alb-negru, autoprotejate, avînd diametrul gîtului de 29 mm, unghiul de deflexie (diagonal) de 110°, focalizare electrostatică și deflexie electromagnetică.

Menționăm că un astfel de tub cinescop nu necesită capcană ionică, iar ecranul său este aluminizat.

În figură sînt reprezentate tubul cinescop precum și soclul său prin semnele lor convenționale. Semnificația notațiilor este următoarea: f — filament; g_1 — grilă de comandă; g_2 — grilă ecran; g_4 — grilă de focalizare; g_3, g_5, a — anod de accelerare; k — catod.



Regimul normal de funcționare.

Alimentarea filamentului se face în două moduri:

— serie: If = 0,3A; Uf = 6,3 V ± 10%
— paralel: Uf = 6,3 V; If = 0,3 A ± 6%

Comanda tubului este și ea de două feluri:

— comandă pe grila de comandă (tensiunile măsurate față de catod)

Ug_2	400 V	500 V
Ug_3, g_5, a		20 KV
Ug_4		0 ... 400 V
Ug_1b (blocare)	—40 ... —77 V	—50...—93 V

— comandă pe catod (tensiunile măsurate față de grila de comandă)

Ug_2	400 V	500 V
Ug_3, g_5, a		20 KV
Ug_4		0 ... 400 V
Ukb (blocare)	36 ... 66 V	45...79 V

Simbolizarea tuburilor cinescop se face printr-un grup de cifre și litere, cu următoarea semnificație:

— prima literă reprezintă tipul de focalizare a tubului cinescop;
— prima grupă de două cifre reprezintă mărimea diagonalei ecranului, în cm;
— a doua grupă de două cifre reprezintă tipul de fabricație;
— a doua literă indică culoarea fluorescenței ecranului;
— ultima cifră reprezintă tipul de protecție la implozie.

Principalii parametri electrici ai tubului cinescop sînt:

a) Tensiunea de filament (Uf): trebuie să aibă valoarea Uf = 6,3 V ± 0,6 V, la un curent de 0,3 A.

b) Curentul de nul al catodului (I_{ko}): este curentul catodic la tensiunea grilă-catod nulă (Ug_1 = 0). Valoarea minimă a curentului de nul al catodului trebuie să fie de 700 μA.

c) Punctul de funcționare: este definit prin perechea de valori tensiune de grilă (Ug_1) — curent catodic, la un curent catodic dat de 100 μA. Tensiunea de grilă are valoarea Ug_1 (pentru I_k = 100 μA) = —20...—52 V.

d) Timpul de încălzire a filamentului: reprezintă timpul scurs de la conectarea curentului de încălzire pînă cînd tensiunea de filament atinge 0,8 din valoarea nominală. Este cuprins între 10 și 20 s.

e) Valoarea tensiunii de blocare (comanda pe grilă): trebuie să fie cuprinsă în intervalul Ug_1b = —40...—77 V.

f) Tensiunea de focalizare optimă (Ug_4): trebuie să fie cuprinsă între 0 și 400 V.

În ceea ce privește **terminologia** privind tuburile cinescop pentru televiziune aceasta este precizată de STAS 10676-76. Prezentăm mai jos definițiile termenilor de bază folosiți pentru tuburile cinescop utilizate în televiziune.

Colțar — element rigid, ce asigură fixarea mecanică a cinescopului la locul de utilizare.

Con — parte evazată, în general conică, a balonului tubului catodic, care face legătura între gît și ecranul de sticlă.

Contact anodic — element conducător utilizat pentru legarea anodului în circuitul electric exterior.

Curent de fugă — curentul măsurat în circuitul electrodului respectiv, în condițiile alimentării tubului cinescop în regim nominal de funcționare, blocat pe grila de comandă.

Curent de nul al catodului — curentul catodic la tensiunea grilă - catod nulă.

Deflexie — deplasarea fasciculului electronic sau a spotului sub acțiunea unui cîmp electric sau magnetic.

numărul real de linii, 625, și anume că, în timpul întoarcerii pe verticală care se efectuează într-un interval finit (și nu instantaneu), interval constituit dintr-un număr întreg de linii, respectiv cîte 25 în fiecare semicadru (par și impar), un număr de 50 de linii dintre cele 625 devin pasive, rămînînd doar 575 de linii active care se pot vedea pe ecran.

Liniile active care folosesc pentru transmiterea imaginii, sînt parcurse în timpul cursei directe a baleiajului de cadre, iar liniile pasive sînt parcurse în timpul cursei inverse a baleiajului de cadre. Ele nu sînt vizibile pe ecran, fasciculul electronic fiind blocat în acest timp de către impulsul de stingere pe cadre.

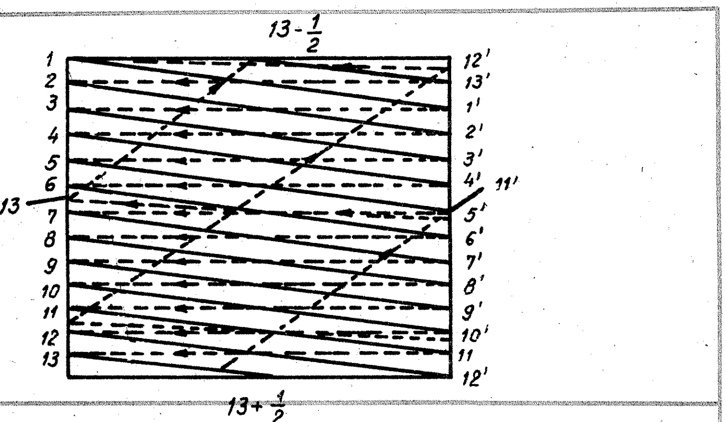
S-au figurat cele două semicadre, par și impar, cu cîte 312,5 linii fiecare, în total 625.

În primul semicadru sînt active 287 și 1/2 linii și anume liniile impare 1, 3, 5, ..., 573 și 1/2 din linia 575. Urmează apoi 25 linii inactive (pasive) și anume: a doua jumătate din linia 575, liniile 577, 579, ..., 623 și 1/2 din linia 625. Aceste ultime 25 de linii sînt transmise în timpul cursei de întoarcere a baleiajului de cadre și nu sînt vizibile pe ecran, deoarece în această perioadă fasciculul electronic este blocat de impulsul de stingere pe cadre. Acest prim semicadru impar are prezentat rastrul pentru cursa directă în figura 3a și rastrul pentru cursa de întoarcere în figura 3b.

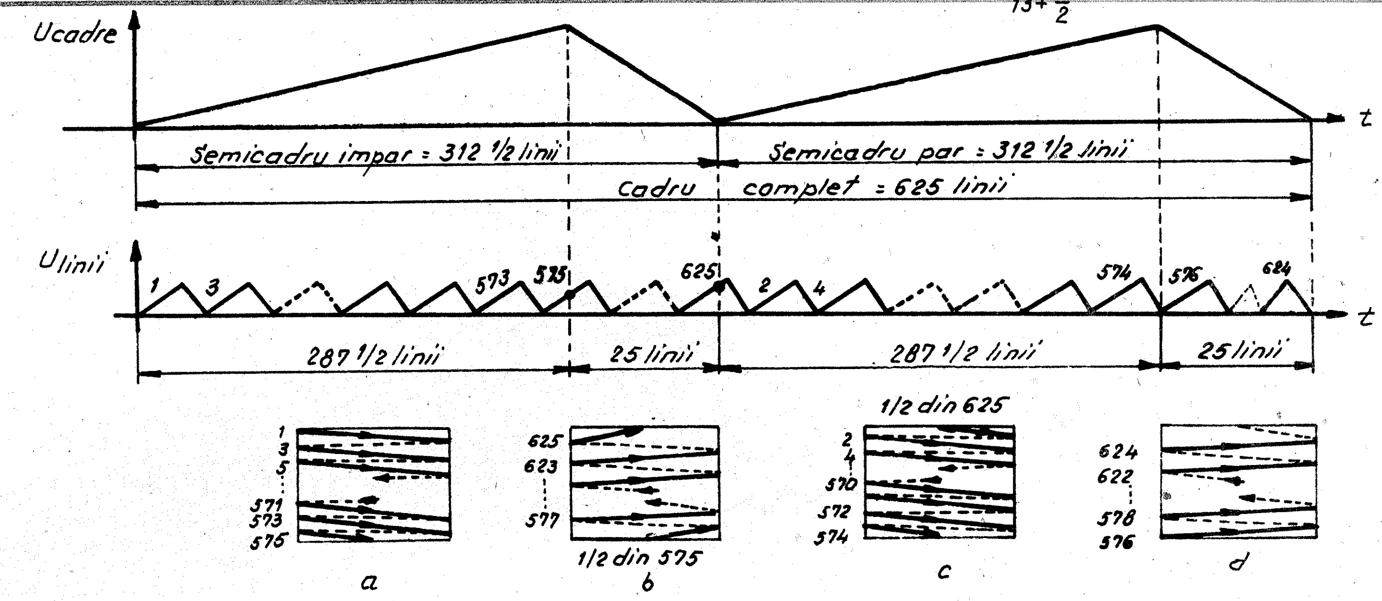
Încep în continuare liniile active ale celui de-al doilea semicadru, figura 3c, respectiv a doua jumătate a liniei 625, liniile pare 2, 4, 6, ..., 572, 574 și în perioada de întoarcere a cursei inverse de cadre celelalte 25 de linii pasive și anume 576, 578, ..., 622 și 624, figura 3d.

Deci dintr-un total de 625 de linii doar 575 sînt active, fiind vizibile pe ecran, iar restul de 50 de linii sînt inactive (nu se văd pe ecran).

2



3



Deflexie magnetică — deflexia comandată printr-un cîmp magnetic.

Defocalizare — variația secțiunii fasciculului electronic în funcție de distanța sa față de axa tubului și al cărei efect este micșorarea rezoluției prin deformarea secțiunii spotului.

Densitate a fasciculului electronic — densitatea, într-un punct dat, a curentului transportat de electronii unui fascicul.

Diagonala ecranului — distanța dintre două puncte Z aflate în colțuri opuse ale ecranului luminescent.

Ecran de sticlă — placă de sticlă, atașată la con și care servește drept suport pentru ecranul luminescent.

Ecran luminescent — strat simplu sau multiplu, pe fața interioară a ecranului de sticlă în care se produce luminescența.

Ecran metalizat — ecran acoperit pe fața interioară (spre tunul electronic) cu o peliculă metalică transparentă pentru fasciculul electronic, retransmițînd spre observator o mare parte din lumina emisă de ecranul luminescent.

Electrod de focalizare — electrod, al cărui potențial creează un cîmp electric, ce permite focalizarea electrostatică a unui fascicul electronic.

Emisie parazită — emisie (electronică) nedorită, care provoacă o luminanță a ecranului într-un tub catodic funcționînd în condiții de blocare.

Fascicul electronic — flux de electroni emis de o sursă, care se deplasează pe o traiectorie convergentă într-o regiune determinată a spațiului.

Focalizare electrostatică — focalizare a unui fascicul electronic sub acțiunea unui cîmp electric.

Gît — parte tubulară a balonului unui tub catodic, care adăpostește tunul electronic.

Grafitare — strat subțire aderent la sticlă cu o rezistivitate relativ mică, avînd ca scop realizarea unei suprafețe echipotențiale și avînd în compoziție, ca principal component, grafitul.

Linie de baleiaj — traiectoria unui spot pe ecran.

Linie de referință — linie imaginară într-un plan axial al tubului cinescop trecînd prin zona de deflexie a fasciculului electronic, stabilită cu calibre și față de care se dau diferite cote.

Piciorus — tijă metalică legată la un electrod al tubului catodic, servind ca legătură electrică a acestui electrod cu circuitul electric exterior.

Puncte Z — patru puncte imaginare de pe suprafața ecranului de sticlă, aflate la intersecția planurilor diagonale cu conturul imaginii ecranului luminescent. Plan diagonal este planul determinat de diagonala dreptunghiului exînscris ecranului și axa cinescopului.

Rază electronică — traiectorie individuală a unui electron într-un fascicul.

Rezoluție — parametru ce caracterizează cele mai fine detalii ce se pot recunoaște pe o imagine, cu ajutorul unui sistem dat. Rezoluția poate fi exprimată prin numărul maxim de linii negre și albe alternante pe unitatea de lungime.

Tensiune de blocare (pe grilă) — tensiunea grilei de comandă la care dispare rastrul.

Tensiune de comandă pe grilă — diferența dintre tensiunea grilă — catod necesară blocării și cea cerută pentru obținerea unei luminanțe sau a unui curent de fascicul dat.

Timp de încălzire a filamentului — timpul scurs de la conectarea curentului de încălzire pînă cînd tensiunea de filament atinge 0,8 din valoarea nominală.

Tub cinescop autoprotejat — tub cinescop, la care, prin mijloace mecanice atașate, efectul imploziei este redus la limite nepericuloase pentru telespectator.

Pagini realizate în colaborare
cu MINISTERUL TINERETULUI și SPORTULUI

RTTY — indicator de acord

O bună decodare a semnalelor RTTY emise de o stație, impune o fixare foarte precisă a receptorului pe frecvența corespondentului. Pentru această stabilire există mai multe metode electronice de verificare mai mult sau mai puțin precise cum ar fi indicatorul cu zero central, indicatorul cu ochi magic și mai multe sisteme cu vizualizare pe un tub de osciloscop.

În cazul unei stații funcționînd în sistemul Frequency Shift Keying este necesar ca la recepție să refacem cele două frecvențe corespunzătoare pentru SPACE și MARK. Pentru acest scop se utilizează BFO la care reglăm frecvența pînă obținem cele două componente 2125 Hz și 2975 Hz în cazul standard pentru shift de 850 Hz. În figura 1 se reprezintă relația între frecvența BFO și banda de trecere a receptorului.

La shift 850 Hz o bună reproducere a semnalelor MARK și SPACE este asigurată numai cînd frecvența BFO este de 2550 Hz față de frecvența centrală a curbei de trecere a amplificatorului de frecvență intermediară (fig. 1a). Dacă decalăm frecvența BFO, una din componente poate fi puternic atenuată cum apare SPACE în figura 1b, ce se concretizează prin recepționarea unui mesaj incoerent. De reținut că frecvența BFO poate fi superioară sau inferioară fecvenței centrale FI. Din cele expuse se confirmă necesitatea unui cît mai precis acord al receptorului pentru eliminarea erorilor unei recepții RTTY.

În figura 2 se prezintă un montaj de verificare a acordului în care este folosit un ochi magic. Acest circuit se poate cupla direct la o ieșire AF de mare impedanță. Indicația acordului este urmărită pe un tub ochi magic de tip 6AF6 sau echivalent, unde o placă este sensibilă la MARK și cealaltă placă la SPACE. Separarea celor două semnale se face cu două circuite oscilante (filtru) la care se respectă un shift de 850 Hz (sau după caz un shift de 170 Hz). Acordul acestor filtre, dacă dorim un acord foarte precis, se face prin conectarea unor condesatoare cu valori fixe (și foarte stabile) și reglarea numărului de spire pe bobine. Montajul de acord este prezentat în figura 3.

În timpul funcționării cele două plăci se iluminează în ritmul MARK și SPACE, dar suprafețele maximale corespund unui bun acord al receptorului. Sensibilitatea sistemului fiind reglabilă din potențiometrul P1 (Fig. 2).

Un indicator de mai mare precizie și care merită să fie încorporat într-un receptor specializat comunicațiilor RTTY se bazează pe folosirea unui tub catodic, respectiv a unui osciloscop, care permite excitarea deflexiei pe orizontală și a deflexiei pe verticală separate din exterior. Aplicînd semnalele decodate MARK și SPACE pe plăcile V respectiv pe plăcile H, pe ecran se vor obține diverse imagini de tipul celor arătate în figura 4.

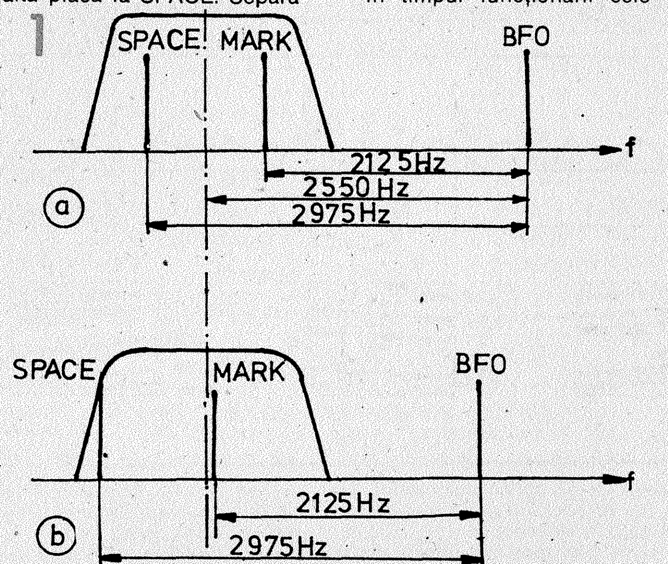
Figura 4A reprezintă un cuplaj direct la detector la care circuitul oscilant are un Q (factor de calitate) scăzut. Figura 4B arată că nu se recepționează semnal FSK ci numai zgomot, în timp ce figura 4C reprezintă un shift corect, dar acordul receptorului este incorect. Figura 4D este cazul optim de acord al receptorului și pentru shift.

Figurile 4E și 4F arată un semnal FSK incorect în care semnalele SPACE și MARK sînt de amplitudini inegale. Figura 4G arată acordul corect al receptorului dar un shift de mică valoare (170 Hz pentru caz standard) și respectiv figura 4H arată un FSK corect, receptor corect acordat, dar nivelul semnalului este mic și zgomotos.

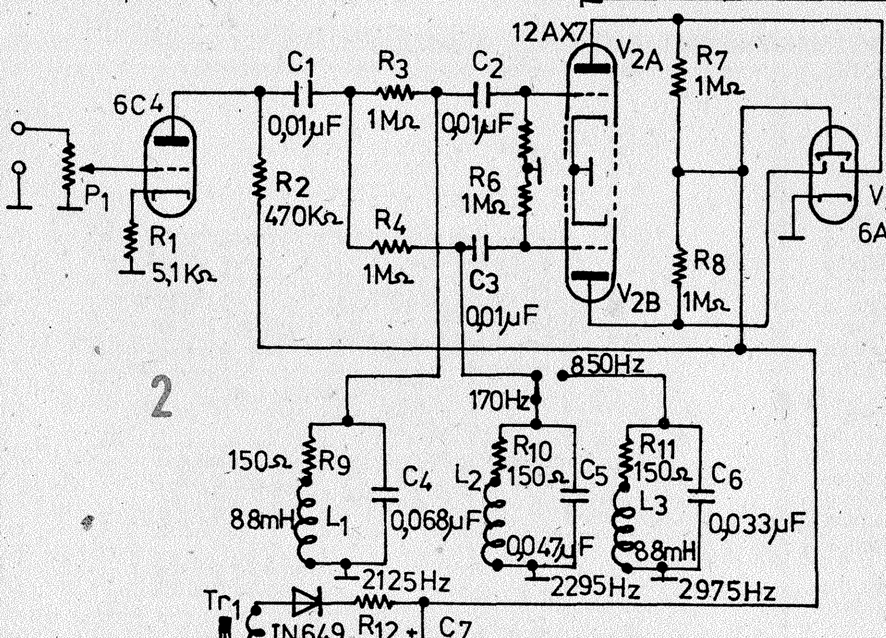
Se poate vedea astfel că un semnal FSK este corect recepționat cînd cele 4 brațe pe ecran sînt egale și de amplitudine maximă, dar aceasta se obține intercalînd între decodor și osciloscop un circuit de adaptare care să conțină și circuite oscilante de bună calitate.

Frecvențele de acord ale celor două circuite oscilante sînt binențeles 2125 Hz și 2975 Hz. Schema unui adaptor este redată în figura 5 în care este utilizată o dublă triodă 12AX7 ce primește pe grile semnalele de la decodor (Space și Mark). Ca să nu se imobilizeze un osciloscop, adaptorul poate fi cuplat la un

1

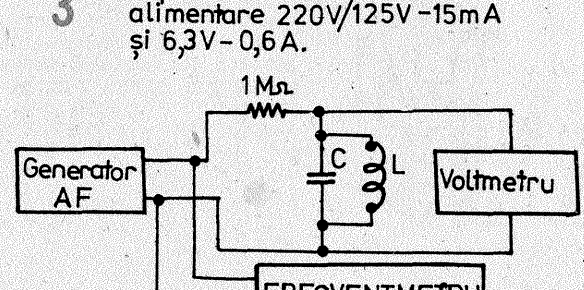


2

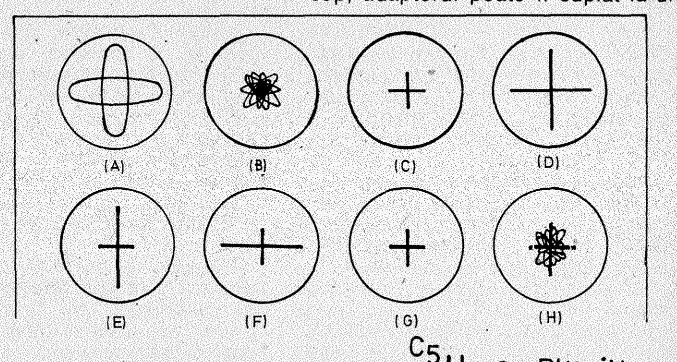


3

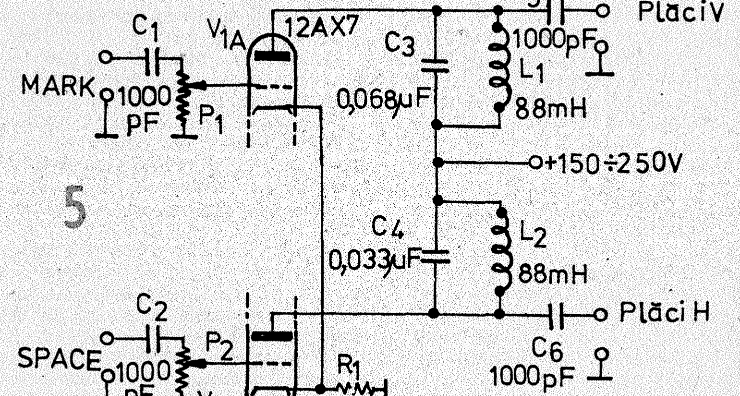
Tr1 = Transformator de alimentare 220V/125V-15mA și 6,3V-0,6A.



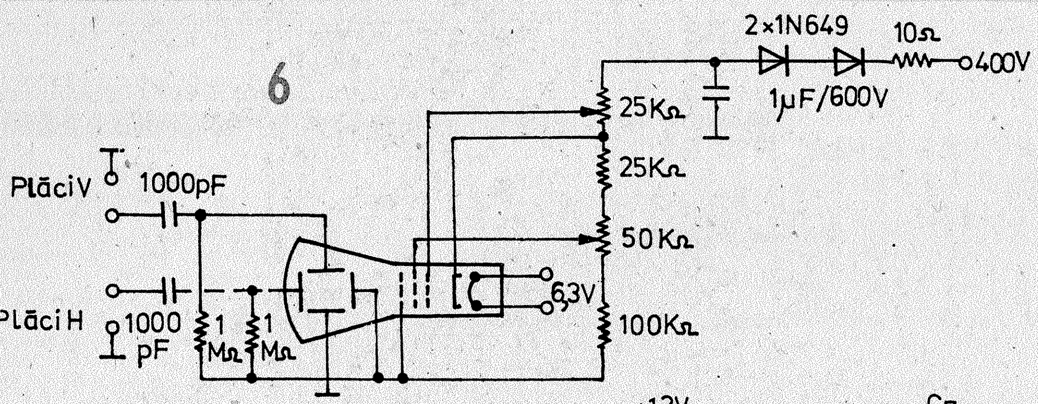
4



5

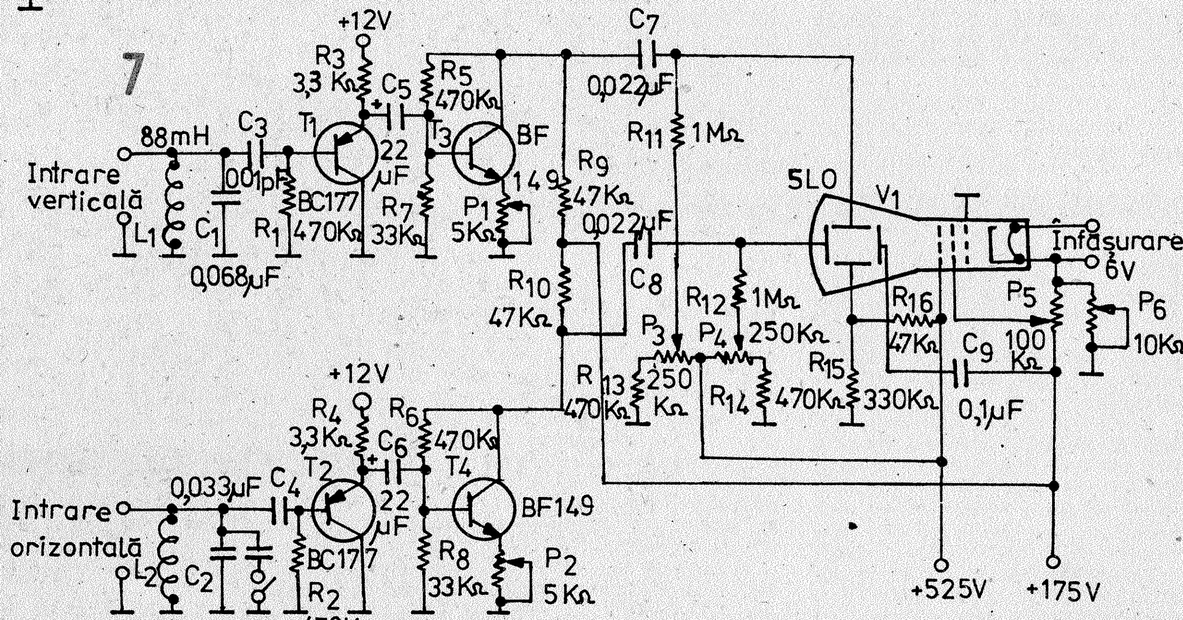


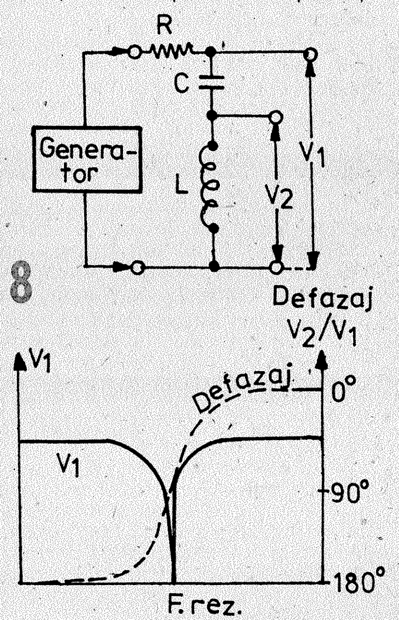
todic este cel numit cu variație defazată, mult mai bun ca tipul precedent și care nu folosește filtre atît de selective (fig. 10). Acest indicator poate fi racordat direct la ieșirea receptorului sau a decodorului, afișînd pe ecran desenele din figura 9. Principiul de funcționare este ilustrat în figura 8; circuitul rezonant LC este acordat pe o frecvență apropiată de frecvența ce ne interesează; aici impedanța circuitului este minimă și tensiunea V1 se apropie de zero, dar V2 are o valoare apreciabilă și prezintă variații de fază pronunțate în ambele părți ale acestei frecvențe.



tub catodic de mici dimensiuni care poate fi conectat ca în figura 6. Chiar dacă pentru unii montajele cu tuburi par demodate (depășite) ele dau o mare siguranță în funcționare, fiind foarte robuste.

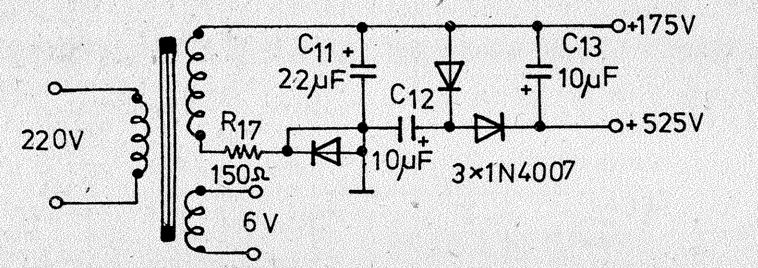
Un montaj în care, de astă dată, sînt utilizate tranzistoarele, apare în figura 7. Aici circuitele de amplificare sînt simple și identice pentru V și H. La intrare apare un repetor pe emitor ca să prezinte impedanță

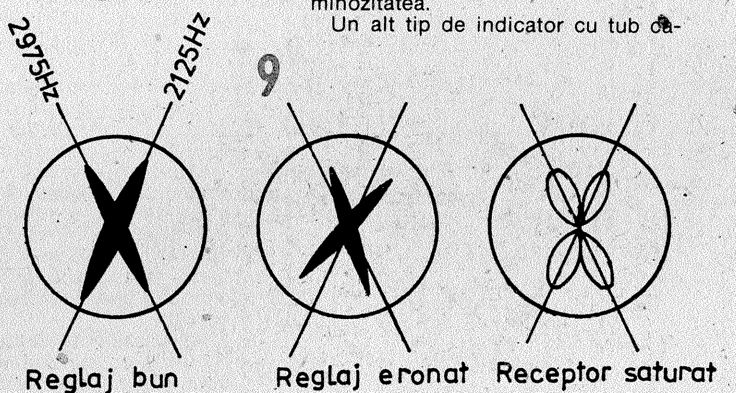


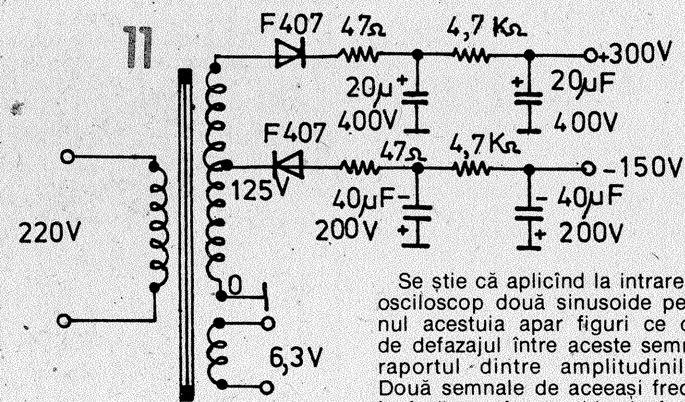


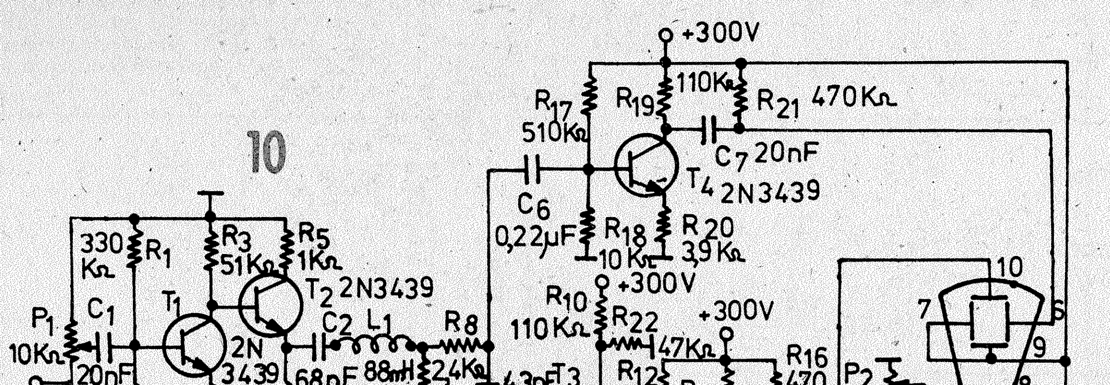
mare pentru decodor, urmează apoi un tranzistor cu reglaj al amplificării ce admite o tensiune colector-emitor ridicată. Circuitele oscilante au aceleași frecvențe de rezonanță și este prevăzut chiar un comutator cînd se lucrează pe shift 170 Hz. La această schemă P1 și P2 reglează amplificarea, P3 centrarea V, P4 centrarea H, P5 focusarea iar P6 luminozitatea.

Un alt tip de indicator cu tub ca-









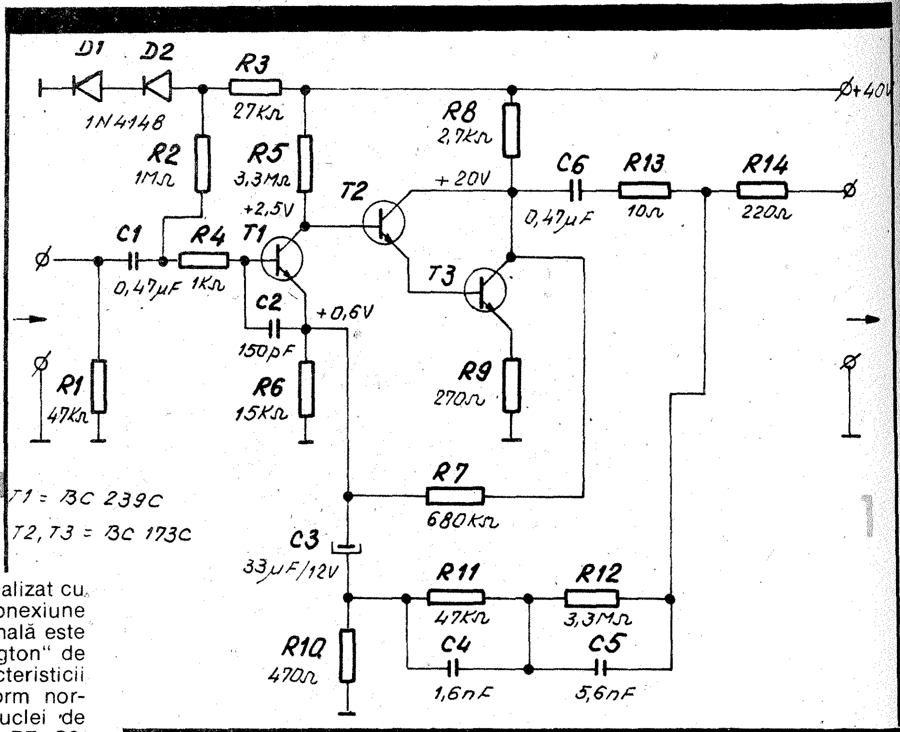
Se știe că aplicînd la intrarea unui osciloscop două sinusoide pe ecranul acestuia apar figuri ce depind de defazajul între aceste semnale și raportul dintre amplitudinile lor. Două semnale de aceeași frecvență, în fază sau, în opoziție de fază produc pe ecran o dreaptă cu o anumită înclinare. Cînd cele două semnale sînt defazate cu 90° pe ecran apare o elipsă a cărei alungire depinde de diferența dintre amplitudini.

În figura 8 cele două tensiuni V1 și V2 sînt defazate cu 90° deci va apare o elipsă foarte lată fiindcă V1 este aproape nulă iar panta elipsei se va înclina într-o parte sau alta de la verticală, funcție de frecvența semnalului de intrare inferioară sau superioară față de frecvența de rezonanță a circuitului oscilant.

Regăsim acest principiu și în schema din figura 10 unde circuitul RLC este compus din R8, L2 și C3. C3 și L2 sînt acordate pe 2550 Hz. Fiecare semnal este aplicat separat tranzistoarelor T4 și T5 (amplificatoare V și H). Un circuit de compensare compus din R7, L1 și C2 are impedanță ridicată între 2 și 3 kHz. Circuitul L1, C2 este acordat pe 2 kHz. Alimentarea montajului se face cu redresorul din figura 11.

PREAMPLIFICATOARE HI-FI PENTRU DOZĂ MAGNETICĂ

Ing. BARBU POPESCU



Preamplificatoarele pentru doză magnetică prezentate în cele ce urmează se caracterizează prin performanțe ridicate și simplitate constructivă.

În figura 1 este prezentată schema preamplificatorului realizat de firma americană „S.A.E.". Semnalul audio preluat de la doza magnetică este amplificat în etajul realizat cu tranzistorul T1; în scopul obținerii unui raport semnal-zgomot ridicat curentul de colector al lui T1 este de cca 11 μA. Semnalul audio este amplificat în continuare în etajul realizat cu tranzistoarele T2 și T3 în conexiune Darlington (în schema originală este folosit un tranzistor „Darlington" de tip 2N5307). Corecția caracteristicii de frecvență se face conform normei R.I.A.A. cu ajutorul buclei de reacție negativă formată din R7, C3, R10, R11, C4, R12 și C5. Amplificarea la frecvențe medii (1 kHz) este de cca 40 dB și poate fi modificată acționînd asupra lui R10.

În scopul realizării unui coeficient redus de distorsiuni chiar la un nivel ridicat al semnalului de ieșire sursa de alimentare are o valoare ridicată; pentru un nivel al semnalului de ieșire sub 5 V distorsiunile armonice nu depășesc 0,01%.

În scopul obținerii unor rezultate optime se poate încerca șuntarea rezistorului R1 cu un condensator de 100—150 pF; acesta are rolul de a realiza împreună cu capacitatea

MIXERE

Student ANDREI BUTUC

Este cunoscută importanța montajelor de amestesc a două sau mai multe semnale electrice, montaje denumite mixere.

Aplicațiile lor în audiofrecvență sînt multiple, fiind folosite la realizarea programelor muzicale mixate, în discoteci pentru eliminarea pauzelor dintre melodii sau de către formațiile vocal instrumentale.

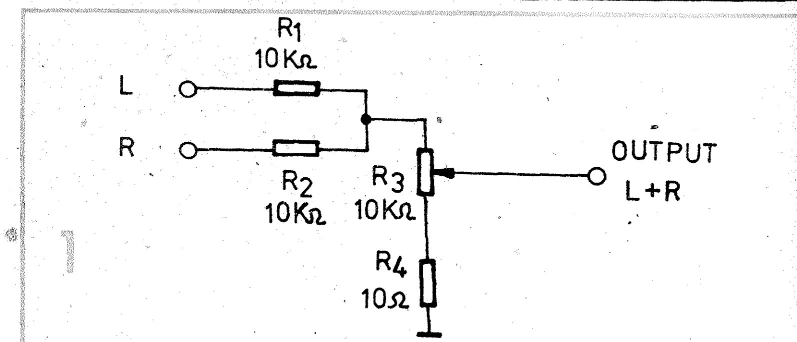
Figura 1 prezintă unul dintre cele mai simple montaje de acest fel. Acest montaj realizează compunerea a două semnale, sau mai bine spus a unui semnal stereo. Ceea ce se obține la ieșire reprezintă sumarea celor două semnale. Rezistorii R1 și R2 izolează ambele circuite, iar din R3 se controlează nivelul de ieșire. Montajul poate fi folosit foarte bine la înregistrări de pe un casetofon stereo pe unul mono sau ca montaj secundar într-un mixer mai complex. În ultimul caz, montajul poate fi realizat și „în aer", un cablaj nefiind absolut necesar.

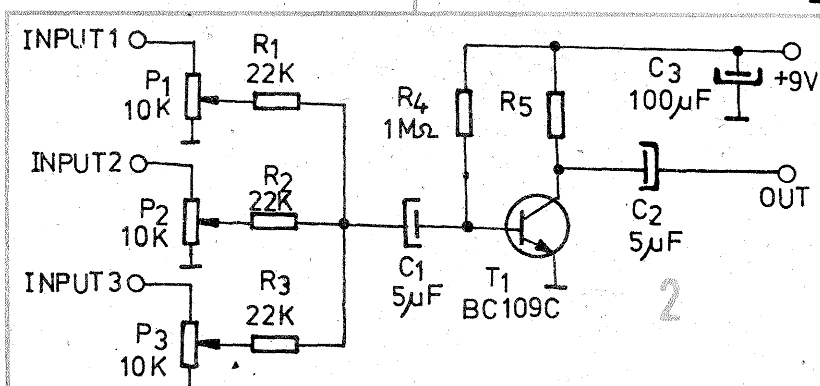
În figura 2 este prezentată o schemă simplă de mixer, realizat cu tranzistorul T1. Intrările pot fi mai multe de trei. Nivelul semnalelor se reglează din potențiometrele P1, P2, P3. Se poate monta și în colectorul tranzistorului, la ieșire, un potențiometru pentru reglarea nivelului general. Tranzistorul T1, în montajul din figura 2, are un cîștig în tensiune de 20. Alimentarea montajului se face de la o tensiune filtrată de 9 V. Datorită simplității montajului, cablajul imprimat este lăsat la latitudinea constructorilor.

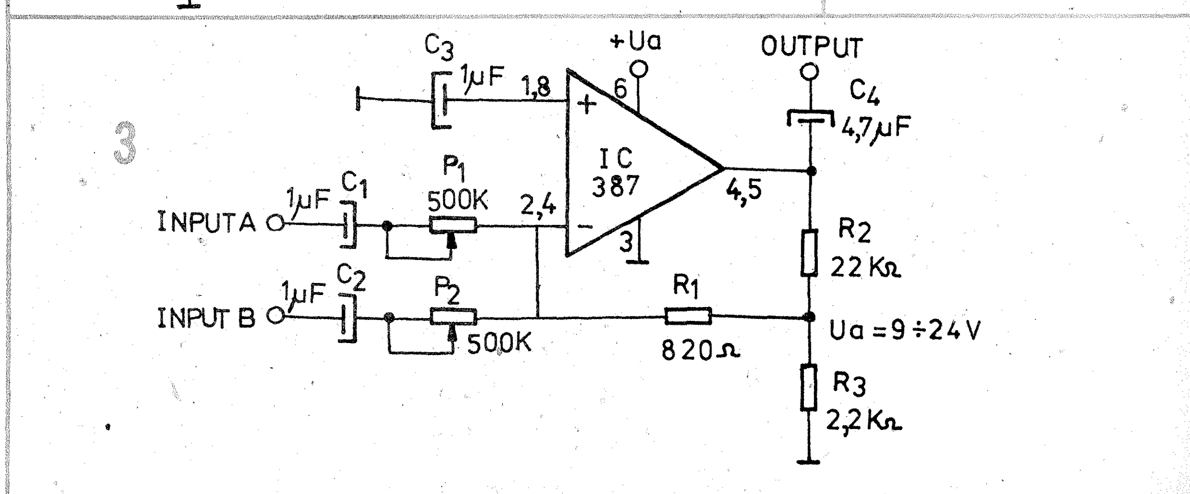
Apariția pe scară tot mai largă a circuitelor integrate amplificatoare cu zgomot mic de fond a dus la realizarea unor montaje cu performanțe superioare celor cu tranzistoare și în același timp a dus la scăderea dimensiunilor constructive.

Montajul din figura 3 folosește un circuit integrat de tipul βM387. Numărul intrărilor controlate poate fi mai mare datorită cîștigului bun al circuitului integrat. Semnalul mixat se aplică pe intrarea inversoare a circuitului integrat, adică pinii 2, 4. Bucla de reacție negativă este realizată cu ajutorul rezistorilor R1 și R2. La ieșire se poate atașa un potențiometru pentru controlul general al volumului. Cablajul montajului este prezentat în figura 6. Sursa de alimentare trebuie să fie foarte bine filtrată (bateriile ar fi ideale), iar circuitul placat va fi închis într-o cutie metalică pentru a evita eventualele oscilații.

Patru sau mai multe semnale pot fi mixate cu ajutorul schemei din figura 4. Pe lîngă efectul de mixare, schema realizează și o împărțire a semnalului mixat în două componente, rezultînd un semnal stereo. Schema poate fi folosită cu succes







montajului, a cablului de legătură și inductanța dozei un circuit oscilant acordat pe frecvența superioară a benzii audio (20 kHz).

În figura 2 este prezentat preamplificatorul realizat de firma „LEACH". Spre deosebire de preamplificatorul precedent, etajul de intrare este de tip diferențial, realizat cu tranzistoarele T1 și T2 și piesele aferente. În scopul realizării unui raport semnal-zgomot ridicat, curentul de colector al tranzistoarelor T1 și T2 este de cca 15 μA. Al doilea etaj de amplificare este de asemenea diferențial realizat cu tranzistoarele T3 și T4. În scopul evitării șuntării sarcinii etajului de ieșire realizat cu tranzistoarele T5 și T6 de către bucla de reacție negativă (R9, R8, R7, C5, C4, C3), valorile componentelor pasive folosite diferă ca ordin de mărime de cele folosite uzual.

Corecția realizată este de tip R.I.A.A., iar amplificarea la frecvența de 1 kHz este de cca 43 dB.

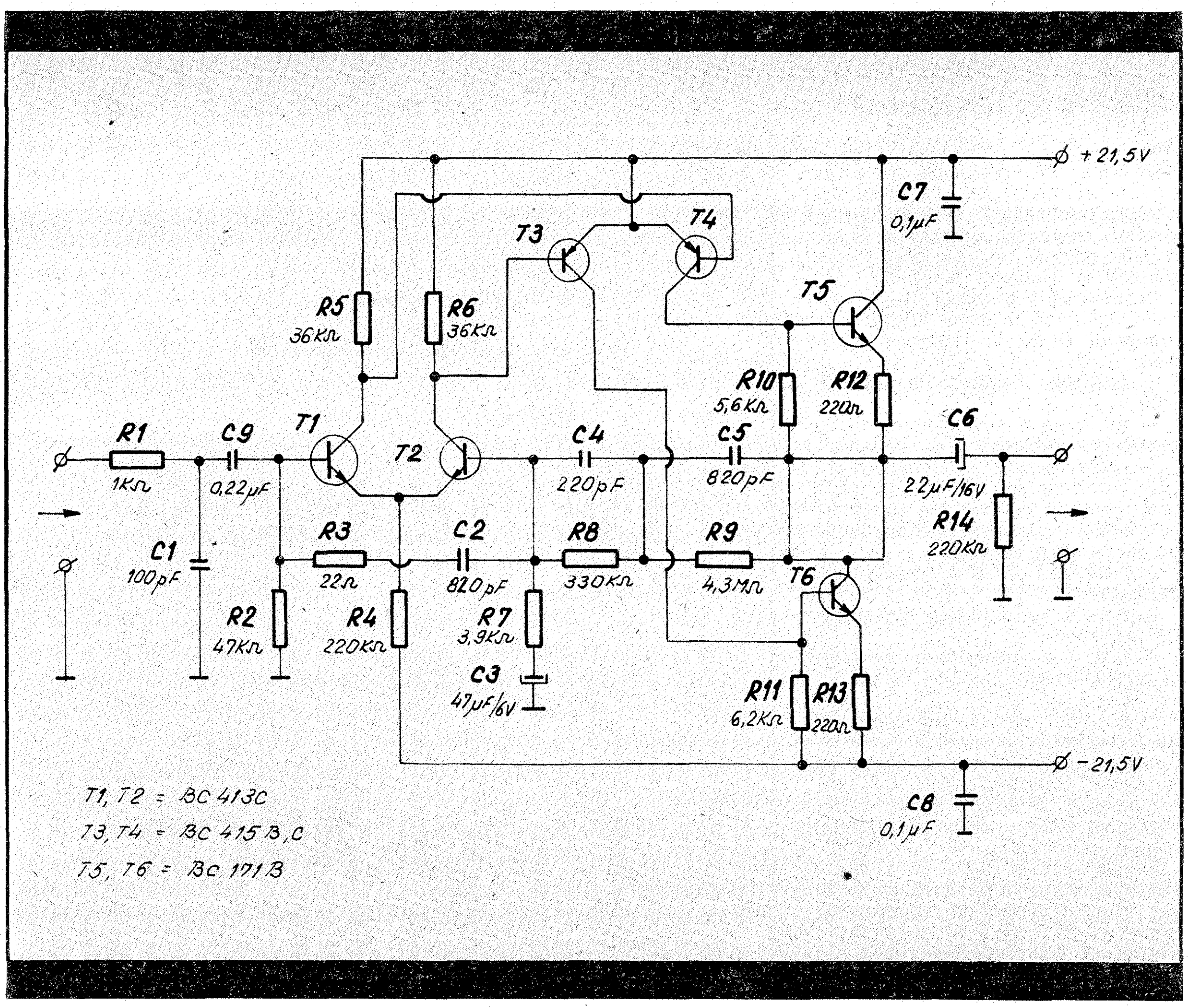
Grupul R1C1 realizează un filtru „trece-jos" care împiedică pătrunderea perturbațiilor de înaltă frecvență în lanțul de amplificare, iar grupul R3C2 are rolul de a îmbunătăți răspunsul preamplificatorului în regim de impuls.

Performanțele obținute sînt deosebit de ridicate; astfel coeficientul de distorsiuni armonice are următoarele valori:

a) Pentru 1 V la ieșire:
f = 1 kHz d ≃ 0,002%
f = 10 kHz d ≃ 0,002%

b) Pentru 10 V la ieșire:
f = 1 kHz d ≃ 0,007%
f = 10 kHz d ≃ 0,01 %

Performanțele prezentate se obțin folosind componente de calitate și surse de alimentare stabilizate și bine filtrate.

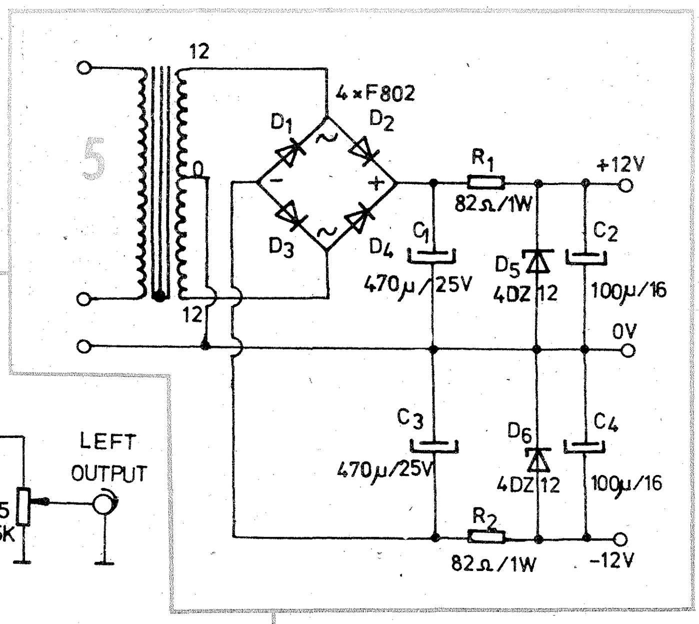


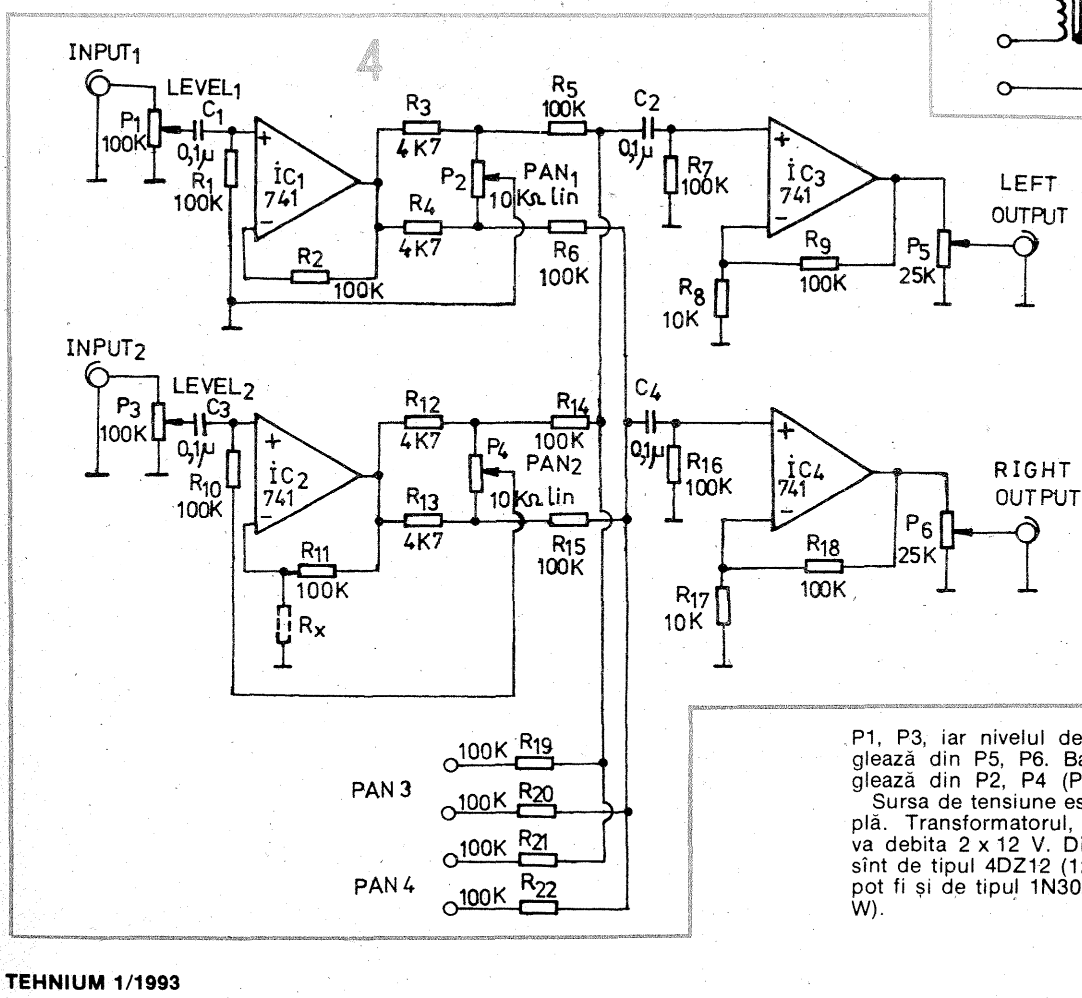
de către formațiile vocal-instrumentale pentru obținerea muzicii în variantă stereo cu instrumente mono. Și în această schemă s-a recurs la folosirea circuitelor integrate, ceea ce duce la obținerea unor dimensiuni relativ mici în comparație cu montajele realizate cu tranzistoare. Circuitele integrate sînt de tipul 741, circuite intrate de mult în uzul amatorilor. Se vor căuta, pe cît posibil circuite cu zgomot mic de fond. Cîștigul etajelor de intrare poate fi modificat prin modificarea valorii rezistorului Rx. Se recomandă ca acest cîștig să fie menținut sub 50 (Rx aproximativ 2,2 kΩ), pentru a nu dăuna frecvențelor înalte.

În cazul folosirii mai multor intrări, Rx va fi de 6,8 kΩ pentru șase intrări și 4,7 kΩ pentru opt intrări.

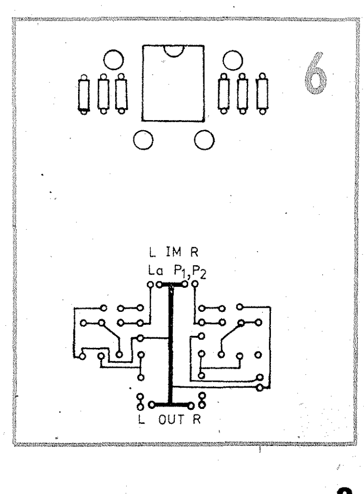
Nivelul de intrare se reglează din P1, P3, iar nivelul de ieșire se reglează din P5, P6. Balansul se reglează din P2, P4 (PAN 1, 2).

Sursa de tensiune este relativ simplă. Transformatorul, în secundar, va debita 2 x 12 V. Diodele D5, D6 sînt de tipul 4DZ12 (12 V; 4 W), dar pot fi și de tipul 1N3023B (12,4 V; 1 W).





Bibliografie
The Encyclopedia of Electronic Circuits — 1985



SURSĂ DE TENSIUNE pentru LABORATOR

Ing. **AURELIAN MATEESCU**

Sursa de tensiune a cărei schemă electrică este prezentată satisface necesitățile constructorului amator, asigurînd protecția la eventualele greșeli de manipulare sau defecte în montajul alimentat.

Caracteristici tehnice:

— tensiunea la ieșire cuprinsă în domeniul 0÷30 V; reglabilă continuu;

— curentul maxim livrat sarcinii este I_{max} = 2 A;

— protecție la suprasarcină cu întreruperea alimentării cu energie;

— protecție prin limitarea curentului livrat sarcinii; curentul la ieșire este menținut la o valoare constantă în aceeași măsură în care tensiunea de ieșire este constantă.

Comutatorul S2 are două poziții de lucru:

— poz. 1 — limitarea curentului de ieșire;

— poz. 2 — întreruperea energiei la suprasarcină la ieșire (= cut off =).

În poziția 1, circuitul funcționează pentru valoarea curentului fixată cu potențiometrul P3, ca o sursă cu tensiune constantă. Situația este semnalizată de LED2 (verde). LED1 (roșu) va lumina indicînd funcționarea în regim de curent constant.

În poziția 2, în timpul funcționării normale, nici unul din LED-uri nu va fi iluminat. La apariția suprasarcinii la ieșire, LED3 (galben) va indica întreruperea alimentării sarcinii.

Dacă suprasarcina de la ieșire nu mai este prezentă, pentru revenirea în regim de lucru, comutatorul S2 se trece în poziția 1.

Reglajul tensiunii aplicate sarcinii, este posibil din potențiometrele P1 și P2.

În cazul funcționării sursei în regim de curent constant, se fixează domeniul de reglaj al curentului cu comutatorul S1 în două intervale:

— 0—0,2 A

— 0—2 A

iar apoi se reglează valoarea dorită din potențiometrul P3.

Elementul serie al sursei este format din două tranzistoare 2N3055, montate în paralel. Ele sînt comandate de un tranzistor de același tip, ce se poate monta pe unul din radiatoarele tranzistoarelor serie.

Domeniul de lucru în curent este fixat cu semireglabilul de 2,5 kΩ, iar domeniul de lucru în tensiune cu semireglabilul de 1 kΩ.

Pentru a ușura lucrul, la bornele de ieșire se poate conecta un voltmetru cu indicația de 30 V la cap de scală. Pentru indicarea curentului livrat sarcinii, se poate conecta un instrument cu bobină mobilă în paralel cu șuntul de 4,7 Ω. Instrumentul va fi ajustat la cap de scală cu rezistențe serie.

Șunturile de 4,7 Ω și 0,51 Ω se bobinează pe un suport ceramic cu manganină Ø = 1 mm.

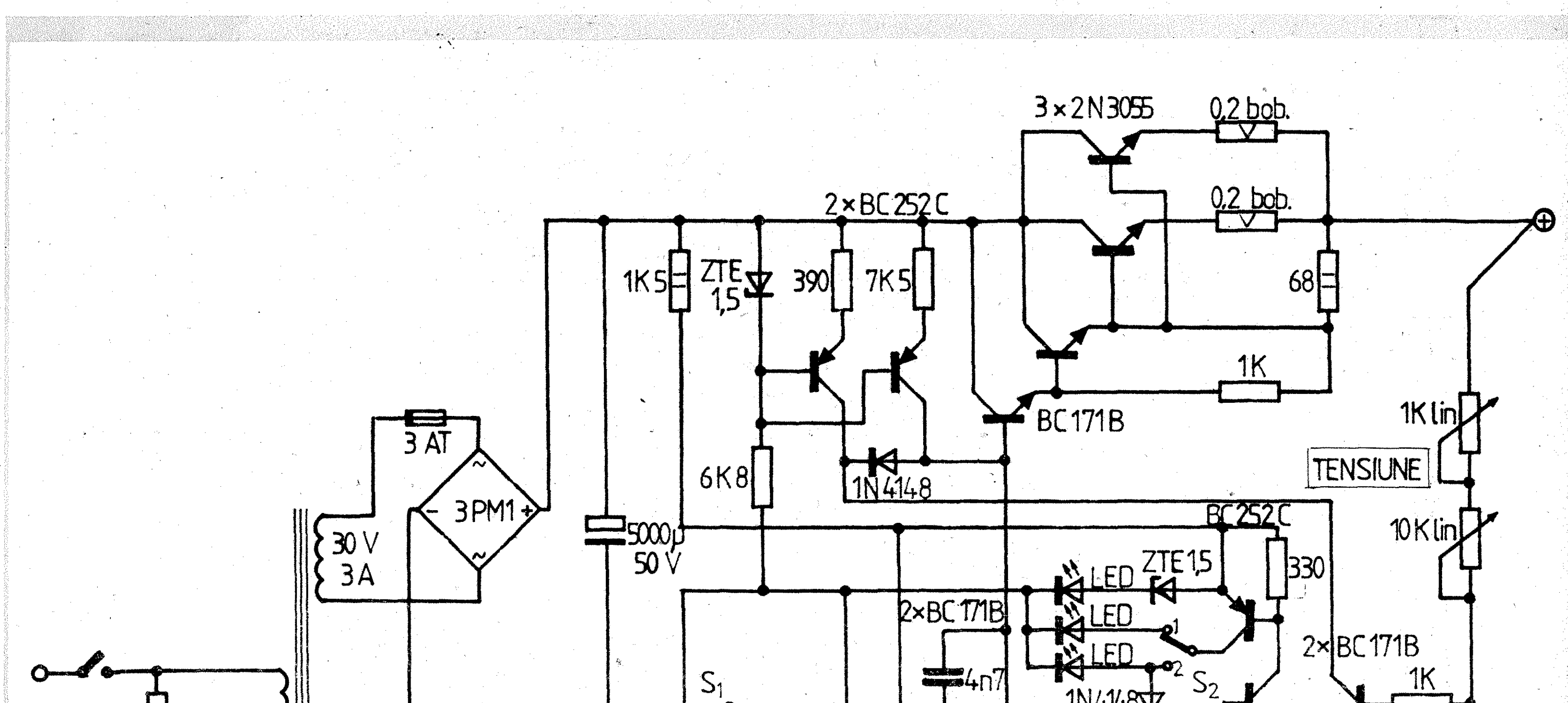
Toate rezistențele au 0,5 W putere disipată cu excepția celor specificate.

Dioda ZTE 1,5 e poate înlocui cu două diode cu siliciu conectate în serie.

Bibliografie

— Colecția Tehnium 1980—1989

— Funkschau 1976 nr. 23, W. Germany

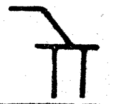
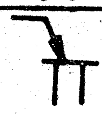
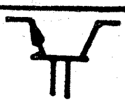
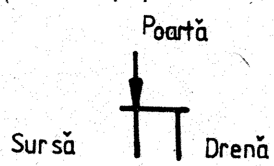
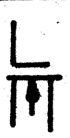


SEMNE CONVENŢIONALE

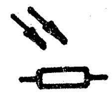
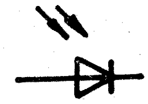
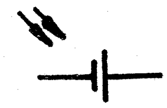
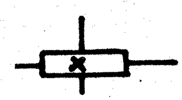
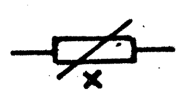
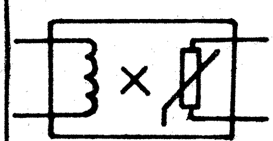
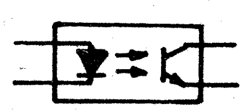
SEMICONDUCTOARE

Ing. ŞERBAN NAICU

(URMARE DIN NR. TRECUT)

	Tranzistor unijoncţiune cu bază de tip P
	Tranzistor unijoncţiune cu bază de tip N
	Tranzistor NPN cu bază polarizata transversal
	Tranzistor PNIP cu conexiune în regiunea intrinsecă
	Tranzistor PNIN cu conexiune în regiunea intrinsecă
	Tranzistor cu efect de cîmp cu poartă joncţiune, cu canal de tip N Notă. Conexiunea porţii este aliniată cu cea a sursei 
	Tranzistor cu efect de cîmp cu poartă joncţiune cu canal de tip P
	Tranzistor cu efect de cîmp cu poartă izolată (TECGI), de tipul prin îmbogăţire, cu o singură poartă, canal de tip P, fără conexiune la substrat
	TECGI de tipul prin îmbogăţire, cu o singură poartă, canal de tip N, fără conexiune la substrat.
	TECGI de tipul prin îmbogăţire, cu o singură poartă, canal de tip P, cu substrat conectat separat.
	TECGI de tipul prin îmbogăţire, cu o singură poartă, canal de tip N, cu substrat legat prin interior la poartă
	TECGI de tipul prin sărăcire, cu o singură poartă, canal de tip N, fără conexiune la substrat.
	TECGI de tipul prin sărăcire, cu o singură poartă, canal de tip P, fără conexiune la substrat.
	TECGI de tipul prin sărăcire, cu două porţi, canal de tip N, cu substrat conectat separat Notă: În cazul mai multor grile, conexiunea de la poarta primară este în linie cu cea de la sursă.

6. EXEMPLE DE DISPOZITIVE FOTOSENSIBILE SI MAGNETOSENSIBILE

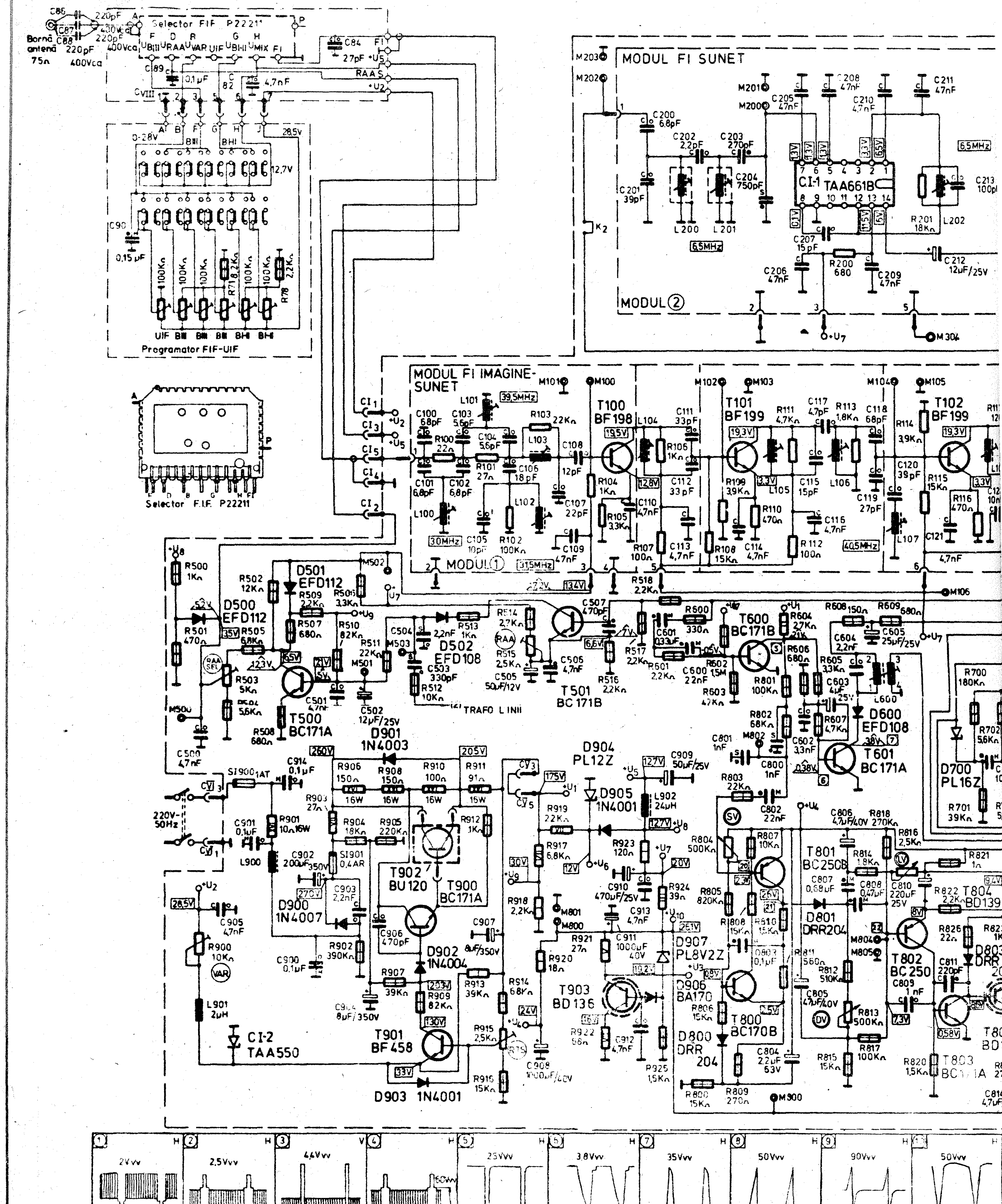
Simbol	Denumire
	Fotorezistor Componentă fotoconductivă cu conductivitate simetrică
	Fotodiodă Componentă fotoconductivă cu conductivitate asimetrică
	Celulă fotovoltaică
	Fototranzistor, figurat de tip PNP
	Generator Hall cu patru conexiuni
	Magnetorezistor, figurat de tip liniar
	Cuplor magnetic
	Cuplor optic (optocuplor), figurat cu diodă electroluminiscentă şi fototranzistor.

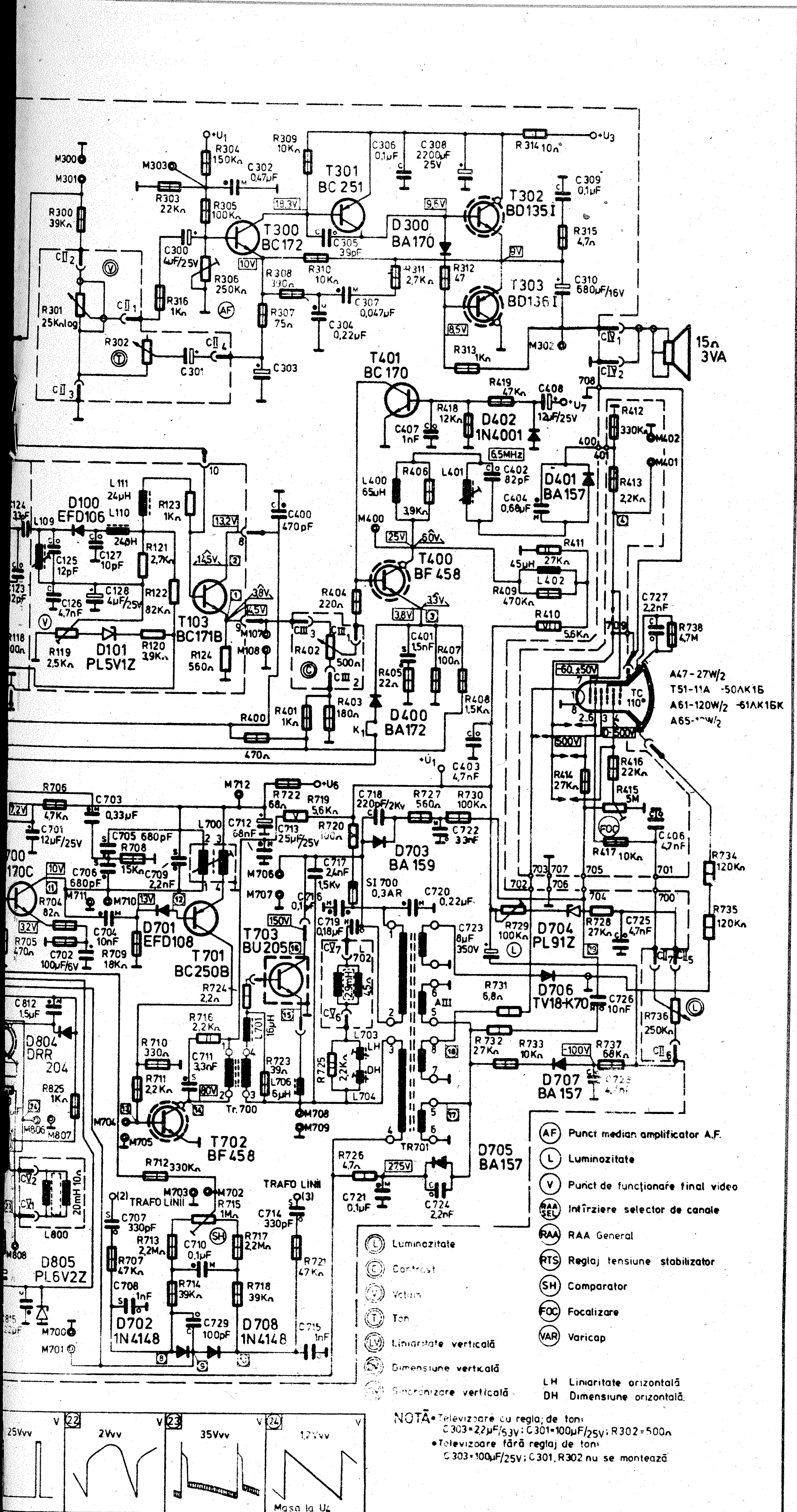
SEMNE CONVENŢIONALE PENTRU SCHEME ELECTRICE — TUBURI ELECTRONICE

În cadrul serialului în care am prezentat semnele convenţionale (simbolurile grafice) pentru rezistoare, condensatoare, inductanţe, cristale piezoelectrice, electreţi, linii de întîrziere şi dispozitive semiconductoare (diode semiconductoare, tiristoare, tranzistoare, dispozitive fotosensibile şi magnetosensibile) continuăm astăzi cu simbolurile grafice ale tuburilor electronice.

Tuburile electronice au semnele convenţionale standardizate, la noi în ţară, în STAS 11381/12—80, care corespunde cu publicaţia CEI 617—5 (1983): „Simboluri grafice pentru scheme. Partea a 5-a: Semiconductoare şi tuburi electronice".

(CONTINUARE ÎN Nr VIITOR)


Selector FIF P22211
Borna antena 75Ω
Programator FIF-UIF
Selector F.I.F. P22211
MODUL FI SUNET
CI-1 TAA661B
MODUL②
MODUL FI IMAGINE-SUNET
MODUL①
T100 BF198
T101 BF199
T102 BF199
D501 EFD112
D500 EFD112
T500 BC171A
D502 EFD108
T501 BC171B
TRAFO LINII
T600 BC171B
D600 EFD108
T601 BC171A
D700 PL16Z
D901 1N4003
D904 PL12Z
D905 1N4001
T902 BU120
T900 BC171A
D900 1N4007
D902 1N4004
T901 BF458
D903 1N4001
CI-2 TAA550
T903 BD136
D907 PL8V2Z
D906 BA170
T800 BC170B
D800 DRR 204
T801 BC250B
D801 DRR204
T802 BC250
T803 BC171A
220V- 50Hz
SI900 1AT
SI901 0,4AR
2Vvv
2,5Vvv
4,4Vvv
25Vvv
3,8Vvv
35Vvv
50Vvv
90Vvv
12,5Vvv
55Vvv
1Vvv
175Vvv
500Vvv
250Vvv
180Vvv



RECEPTORUL T.V. CU 2CI alimentarea cu tensiune

Ing. **ȘERBAN NAICU**

Mai multe întrebări ale cititorilor noștri se referă la receptorul T.V. cu 2 C.I. (tip Snagov 222), mai puțin cunoscut decît predecesorul său, T.V. Hibrid 2 și chiar decît cele ce i-au urmat (T.V. cu 4—5—6 C.I.).

Televizorul cu două C.I. a preluat o parte dintre blocuri de la T.V. H 2 (și anume: FI-cale comună, RAA, sincroseparator, videofrecvență), o parte de la T.V. Sport (comparatorul de fază, oscilatorul) și o altă parte de la T.V. cu 5—6 C.I. (stabilizatorul serie, finalul baleiajului orizontal).

Amplificatorul de audio frecvență utilizează o schemă clasică cu 4 tranzistoare.

Principiul alimentării AAF de la un stabilizator separat (paralel) este preluat de la T.V. cu 5—6 C.I., dar realizarea practică este diferită.

În cele ce urmează, ne propunem să vedem cum iău naștere toate tensiunile de c.c. din receptorul T.V. și cum ajung ele la etajele pe care sînt destinate să le alimenteze.

Consumul general al acestui tip de receptor T.V. este mai mare cu aprox. 25—30 mA decît al T.V. cu 5—6 C.I. (curent măsurat prin siguranța Si 901).

Cauzele creșterii consumului general al T.V. sînt următoarele:

— tranzistorul T600 (primul etaj din sincroseparator) se alimentează de la $+U_1$ cu 6 mA;

— pentru alimentarea celui de-al doilea etaj din RAA s-a introdus divizorul R917, R918 de pe care se extrage tensiunea +U9(30 V), divizor alimentat de la $+U_1$, cu cca 21 mA;

— etajul final video, al cărui tranzistor final are pe colector +25 V (în loc de 50—60 V, fără semnal, ca la 5—6 C.I.) prezintă un consum sporit.

În figură se prezintă schema bloc a receptorului T.V. cu 2 C.I. din care se observă tensiunile necesare pentru alimentarea tuturor etajelor funcționale (U_1, U_2,... U_{10})

În continuare se poate urmări modul cum se „fabrică" toate aceste tensiuni. Se observă că totalitatea tensiunilor se obțin pe de o parte cu ajutorul **redresorului stabilizat** (U_1, U_2, U_9) iar pe de altă parte cu ajutorul **blocului de alimentare de joasă tensiune** care furnizează celelalte tensiuni (U_3, U_4, U_5, U_6, U_7, U_8) pornind de la tensiunea U_{10}, care se obține prin însumarea pe sarcină a curentului obținut prin redresarea impulsurilor de pe înfășurarea 5—6 a transformatorului de linii (350 mA) cu curentul de emitor al tranzistorului final linii T703 (240 mA).

REDRESORUL STABILIZAT

Alimentatorul de 175 V ($+U_1$) este un stabilizator serie, fiind practic identic cu cel de la T.V. cu 5—6 C.I.

Există, totuși cîteva mici deosebiri și acestea constau în principal în consecințele faptului că rezistorul R911 are în acest caz valoarea de 91 Ω (la T.V. cu 5—6 C.I. echivalentul său R806 avea 75 Ω) Rezultă pe el o cădere de tensiune $\Delta U = 91\ V \cdot 0{,}32\ A = 29\ V$.

Astfel dacă $+U_1$ este corect reglat la 175 V (din semireglabilul R915)

pe emitorul tranzistorului serie T902 (SDT9204) vom regăsi tensiunea de 204—205 V, iar pe colectorul său: U_{CT902} = U (redresată și filtrată) — Δ U_{R903} = 266—8 = 258 V. Rezultă că tranzistorul va avea între emitor și colector o tensiune de aprox. 54 V la tensiunea de rețea nominală (220V). Comparativ putem arăta că la T.V. cu 5—6 C.I. tensiunea echivalentă, respectiv U_{CET801} era de 64 V la tensiunea de rețea nominală.

Din această cauză domeniul de stabilizare al acestui T.V. este de ± 10% din 220 V (adică între 198 V și 242 V) față de T.V. cu 5—6 C.I. cu domeniul —15% și +10% din 220 V (adică între 187 V și 242 V). Deci o bună stabilizare se menține pînă la o scădere a tensiunii de rețea la 190 V, față de T.V. cu 5—6 C.I. unde aceasta se menține pînă la 180 V.

Tranzistorul regulator serie (T902) este la acest televizor mai solicitat în putere (cu aprox. 1,2—1,5 W) dar nepericulos, puterea maximă disipată nedepășind 10—11 W.

Alimentatorul de 175 V asigură tensiunea pentru următoarele etaje funcționale:

— etajul prefinal al baleiajului orizontal (colectorul lui T702);

— etajul final al baleiajului orizontal (colectorul lui T703, prin înfășurarea 1—2 a transformatorului de linii);

— circuitul de luminozitate;

— etajul final de videofrecvență (colectorul lui T400);

— primul etaj din sincroseparatorul de impulsuri (colectorul lui T600);

— primul etaj din AAF (baza lui T300).

Stabilizatorul serie cu amplificator de eroare este constituit practic din tranzistoarele T900, T901 și T902, iar redresorul care îl precede, de tip monoalternanță este realizat cu dioda D900. Filtrarea tensiunii redresate se asigură cu condensatorul electrolitic C902 (100+100 μF/350 V).

Pentru a limita curentul la pornire este utilizat rezistorul R901.

Siguranța Si 900 (1AT) asigură protecția redresorului în caz de scurtcircuit. Ea este temporizată pentru a nu se arde în momentele de după pornire, cînd curentul de încărcare al lui C902 este foarte mare (20—30 A). După pornire R 901 limitează pulsurile de curent prin dioda D900.

Antiparazitarea rețelei se realizează cu filtrul: C900, C901, C914, L900.

Pentru a evita riscul unor electrocutări la atingerea ștecherului imediat după scoaterea lui din priză se montează R902 cu rolul de a descărca condensatoarele C900, C901 și C914. Eventuala electrocutare, deși nepericuloasă este totuși neplăcută.

Stabilizatorul propriu-zis este de tip serie cu reacție negativă în care T901 este detectorul de eroare, T900 amplificator de eroare, iar T902, elementul serie acționînd ca o rezistență variabilă, de valoare comandată. Adică pe joncțiunea CE a acestui ultim tranzistor „cade" diferența dintre tensiunea de alimentare (variabilă) și tensiunea de la ieșirea stabilizatorului (fixă) astfel încît tensiunea de ieșire să se mențină permanent la 175 V.

Menționăm totuși, că acesta este un stabilizator „în sarcină" deci el va stabiliza corect tensiunea la valoarea de +175 V dacă consumul etajelor pe care el le alimentează este normal. Astfel defectarea unui etaj din T.V., în special a unuia care este un consumator important de curent (cum ar fi de pildă baleiajul orizontal) poate simula două tipuri de „defecte" ale stabilizatorului de tensiune, și anume:

— dacă respectivul etaj nu mai „consumă" curent, tensiunea stabilizată va crește de la 175 V la 200—250 V;

— iar dacă etajul respectiv va prezenta un scurtcircuit și „consumul" său de curent va crește se va observa o scădere a tensiunii sub 175 V.

În ambele cazuri „defectarea" stabilizatorului serie este doar aparentă, dar derutantă. Este suficient să înlăturăm defectul survenit în etajul respectiv și stabilizatorul serie va continua să funcționeze corect.

Tranzistorul T901 are baza polarizată cu o parte din tensiunea de ieșire (de +175) determinată de divizorul rezistiv R914, R915 (semireglabil) și R916. Emitorul său se alimentează cu o tensiune fixă dată de C.I.-2 (TAA550 sau ZTC33) care este un stabilizator de tensiune termocompensat. Curentul de polarizare al C.I.2 este asigurat prin R913 (cca 3,7 mA).

Orice variație a tensiunii de ieșire determină modificarea tensiunii B—E a tranzistorului T901, în același sens. Adică la o creștere a tensiunii de ieșire (peste 175 V) va crește și tensiunea de comandă U_{BE} a lui T901 (U_B crește proporțional, U_E rămîne constant). Deci tranzistorul se va deschide mai mult, crescînd curentul său de colector (prin R909).

Prin grupul de rezistoare R904, R907, de la tensiunea redresată și filtrată va circula un curent constant de aprox. 1 mA. Acesta se bifurcă în curentul de colector al lui T901 (prin R909) și curentul de bază al lui T900 (prin D902). Deci, dacă primul va crește, cel de-al doilea va scădea (pentru ca suma să rămînă constantă).

Rezultă că la o creștere a tensiunii de ieșire (peste 175 V) curentul de bază al lui T900 va scădea, se va micșora și curentul său de colector, care este practic curentul de bază al tranzistorului regulator serie T902. Va rezulta o „închidere" mai mare a acestuia, deci o cădere de tensiune mai mare pe joncțiunea CE a lui T902. Deci tensiunea de la ieșirea sa (din colector) va scădea, ceea ce va compensa tendința de creștere, de la care am pornit. Acesta reprezintă mecanismul de stabilizare. La o tendință de scădere a tensiunii de ieșire, procesul se va produce în sens invers, contribuind la creșterea acesteia, deci la o stabilizare a tensiunii $+U_2$.

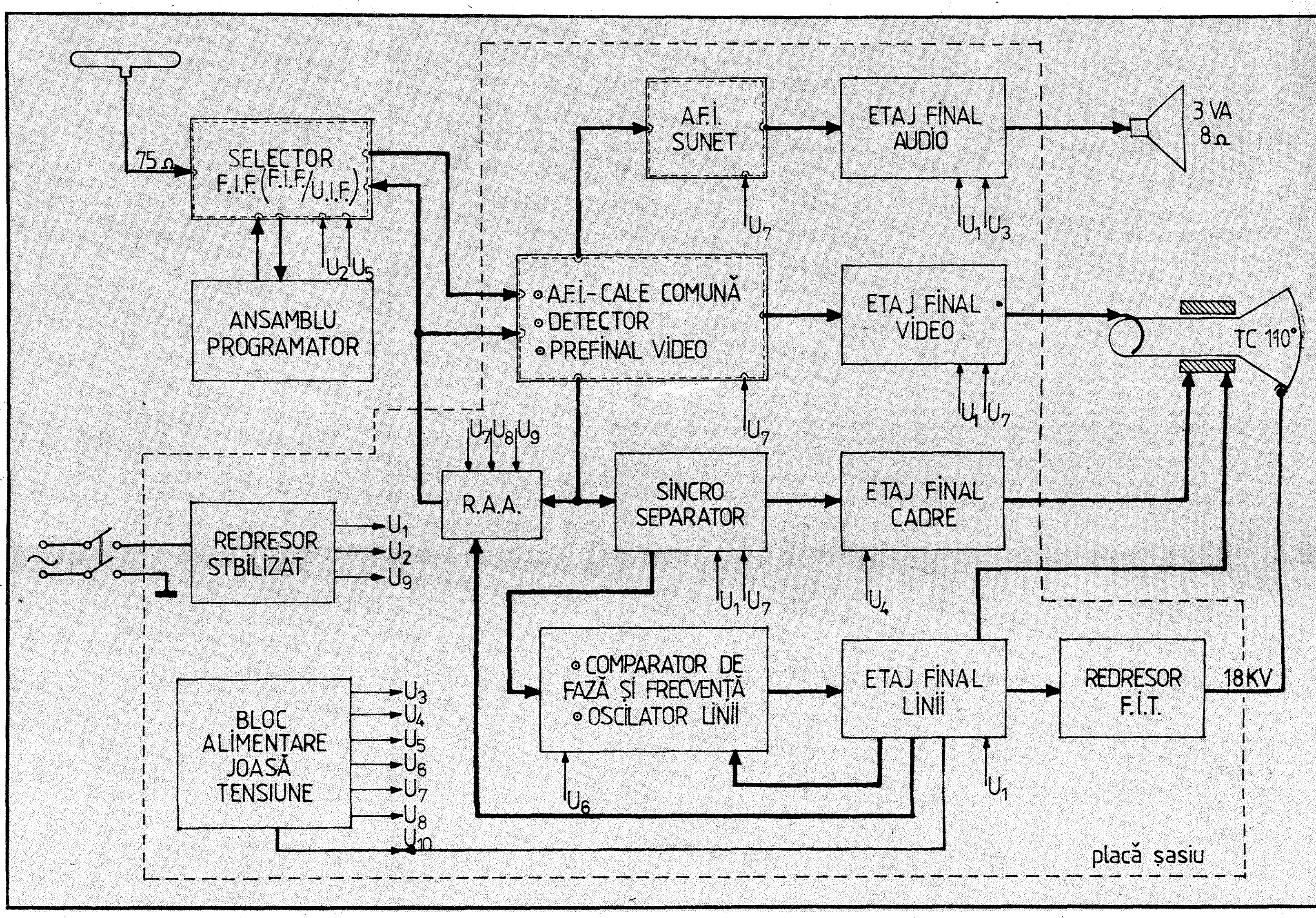
Rolul celorlalte componente este următorul:

— C904 și C907 realizează un filtraj suplimentar pentru reducerea componentei ondulatorii care se suprapune peste tensiunea de ieșire;

— R909 reduce tensiunea U_{CE} pe care trebuie să o suporte tranzistorul T901;

— R912 mărește domeniul activ de lucru al lui T902, în ceea ce privește tensiunea U_{CE};

— R903, prin care „curge" tot curentul „consumat" de T.V. și pe care apare o cădere de tensiune de cca 10 V (270 V—260 V), precum și R911, limitează curentul de scurtcircuit și preiau diferența dintre tensiunea redresată și suma tensiunii de



ieșire cu tensiunea care „cade" pe joncțiunea CE a lui T902; curentul de scurtcircuit se limitează la 2—3 A, iar puterea de scurtcircuit este suportată, în principal, de aceste două rezistențe;

— Si901, siguranța rapidă de 0,4 A care se arde la un curent dublu celui nominal (0,8 A), are rolul de a proteja stabilizatorul de tensiune în cazul unor suprasarcini mari pe $+U_1$;

— R906, R908 și R910 (în total 400 Ω) formează un șunt, conectat în paralel pe joncțiunea CE a lui T902, cu rolul de a-l „descărca" pe acesta de o parte din putere; întreruperea șuntului ar face ca tot curentul de aprox. 0,3 A să treacă prin tranzistorul serie, care ar fi în acest caz extrem de solicitat termic, fiind nevoit să disipe puteri de peste 20 W, cînd tensiunea rețelei depășește 220 V;

— D901, diodă de protecție, pentru ca T902 să nu intre în regim invers de lucru în anumite situații de avarie (scurtcircuit C902 sau arderea siguranței Si 900);

— D902 protejează tranzistorul T 900 împotriva unui curent invers celui normal, în unele situații de avarie (arderea siguranței Si 901 sau întreruperea rezistoarelor R904, R907);

— D903, conectată antiparalel pe joncțiunea BE a lui T901 limitează tensiunea inversă U_{BE} pe tranzistor și îl protejează și în alte situații (întreruperea C.I.2, cînd tensiunea pe emitorul tranzistorului devine mai pozitivă ca cea de bază);

— ultimele trei diode au doar rol de protecție, televizorul funcționînd la fel de bine fără D901 și D903 și cu ștrap în locul lui D902, dar nemaifiind protejat în cazul unor avarii;

— C903 și C906 sînt condensatoare antioscilante și antiparazitare.

Tot din stabilizatorul serie se extrage și tensiunea $+U_2$ (de +33 V) pentru comanda diodelor varicap, din selectorul de canale și anume de pe C.I.2. Acest C.I. fiind un stabilizator termocompensat asigură o tensiune constantă indiferent de temperatura din receptorul T.V., pentru a nu fi perturbat acordul pe post. Circuitul integrat nu poate fi înlocuit cu o diodă Zener obișnuită cu valoarea corespunzătoare de 33 V, tocmai din acest motiv. Eventual se poate încerca înlocuirea sa cu o înseriere de diode Zener pînă la valoarea corespunzătoare a tensiunii stabilizate (cu rolul de a se compensa coeficienții termici ai acestora).

Cu semireglabilul R900 se reglează tensiunea $+U_2$ pentru comanda diodelor varicap din selector la o valoare de +28,5 V (nepericuloasă pentru acestea). L901 și C905 au rolul de filtrare a acestei tensiuni.

La o sarcină de 350 mA puterea care se pierde în stabilizator variază între 8 W (cînd tensiunea rețelei este de 190 V) și 32 W (cînd tensiunea de rețea este de 245 V).

Factorul de stabilizare al schemei este de 20—30 (funcție de produsul amplificărilor în curent ale tranzistoarelor T900 și T902). Dacă rețeaua variază cu 44 V, tensiunea stabilizată are o variație de 2 V, iar componenta ondulatorie suprapusă peste ea este de max. 0,12 V_{vv}.

Tot din tensiunea stabilizată $+U_1$ se fabrică și tensiunea $+U_9$ cu ajutorul divizorului rezistiv R917, R918, care alimentează al doilea etaj din RAA.

Tot din $+U_1$ ia naștere tensiunea „de start", $+U_6$ prin rezistorul R919 pentru oscilatorul de linii, care este minim 2V, la un curent de 7 mA. Dioda D905, în momentul pornirii televizorului va împiedica tensiunea $+U_1$ să ajungă la restul etajelor din T.V. După pornirea oscilatorului de linii va lua naștere $+U_{10}$ iar valoarea lui $+U_6$ va crește la 12 V, prin deblocarea diodei D905, cum se va vedea în continuare.

BLOCUL DE ALIMENTARE DE JOASĂ TENSIUNE

Toate celelalte tensiuni pozitive de joasă tensiune (cu excepția primelor trei pe care deja le-am văzut și parțial pentru $+U_6$) provin din tensiunea U_{10} care la rîndul său se obține astfel: cu dioda D705 se redresează cursa directă a tensiunii de impuls de pe înfășurarea 5—6 a transformatorului de linii, obținîndu-se o tensiune pozitivă de +27,5 V, pe catodul diodei, filtrată pentru înalta frecvență cu C721, cu o sarcină de 0,35 A. După R726 se obține tensiunea U_{10} de 26,1 V (pe rezistență „cad" 0,4 V) la pinul 4 al transformatorului de linii, suprapunîndu-se și curentul de emitor al tranzistorului final linii cca 0,24 A. Tensiunea obținută $+U_{10}$ (de 26,IV) va putea furniza un curent de 0,59 A (0,35 + 0,24), fiind filtrată cu C911. R726 servește la limitarea curentului prin D705.

Tensiunea $+U_7$ (20 V) care alimentează modulul cale comună și modulul AFI-sunet, etajele de RAA și sincroseparator, etajul final video (la emitor și la punctul rece al potențiometrului de contrast), T401, auxiliar de stingere, se obține din U_{10} prin reducerea ei de către celula de filtraj R924, C910, C913 (ultimul asigurînd decuplarea pentru înaltă frecvență a lui U_7). Tensiunea $+U_8$ (12,7 V) ia naștere din $+U_7$ după rezistorul R923 și alimentează divizorul de tensiune din RAA R500—R501, care stabilește amplificarea maximă în situația fără semnal.

Tensiunea $+U_5$ (12,7 V) care alimentează selectorul de canale se obține din $+U_{10}$ prin R923 și filtrul L902, C909 cu rolul de a împiedica pătrunderea impulsurilor de linii și a altor componente perturbatoare din baleiajul orizontal în selectorul de canale. Tensiunea $+U_5$ este stabilizată la 12,7 V prin însumarea tensiunilor de pe dioda Zener D904 (PL12Z) și dioda redresoare D905 (0,7 V).

Tensiunea $+U_6$ pentru alimentarea oscilatorului de linii, care, după cum s-a arătat anterior provine inițial din $+U_1$ (cu o valoare redusă, de numai 2—3 V) va crește la valoarea de 12 V după pornirea oscilatorului de linii și apariția lui $+U_{10}$. Astfel din $+U_{10}$ (+26,1 V) va apărea $+U_7$ (20 V), din acesta $+U_8$ (12,7 V) prin R923, iar după dioda D905 (pe care „cad" 0,7 V) va lua naștere $+U_6$ (12 V), tensiune stabilizată cu Zenerul D904 (PL12Z).

Tensiunea $+U_4$ cu care se alimentează baleiajul vertical se obține din $+U_{10}$, prin celula de filtraj R920, C908, C911.

Amplificatorul final de audio-frecvență AAF funcționînd în clasă B avînd deci un „consum" de curent extrem de variabil (10—215 mA) atît cu volumul cît și cu tonul, este necesar să fie alimentat dintr-un stabilizator separat pentru a nu perturba celelalte surse de tensiune. Astfel, el se alimentează cu $+U_3$ (19,2 V) prin intermediul stabilizatorului paralel, format în principal cu T903.

Principiul de funcționare al stabilizatorului paralel este următorul: de la tensiunea $+U_{10}$ (26,1 V) se alimentează practic doi consumatori (partea de AAF și tranzistorul T903), în paralel, după rezistența R921, cu consumuri de curent extrem de variabile, dar de sens contrar, astfel încît suma curenților (prin R921) să fie constantă. Astfel, cînd AAF consumă un curent maxim cel prin tranzistorul T903 este minim și invers, astfel încît suma lor va fi întotdeauna constantă și va constitui pentru tensiunea $+U_{10}$ (deci pentru baleiajul orizontal) o sarcină constantă.

Acest lucru este determinat de potențialul constant al bazei tranzistorului, asigurat de dioda Zener D907 (PL8V2Z) care este montată între $+U^{10}$ și R925.

Tensiunea stabilizată pentru alimentarea AAF se găsește pe emitorul tranzistorului T903. Tensiunea nominală stabilizată $+U_3$ este dată de însumarea unor tensiuni constante:

$U_3 = U_{10} - U_{D907} + U_{BET903} + U_{D906} = 26{,}1 - 8{,}2 + 0{,}7 + 0{,}6 = 19{,}2$ V

Rezistorul R925 stabilește un curent prin dioda D907 de cca 11 mA. Rezistorul R922 reduce disipația lui T903.

Dioda D903 protejează joncțiunea BE a lui T903 în momentul de pornire al T.V. cînd C308 este descărcat și pot apărea tensiuni inverse mai mari (peste 5 V) pe joncțiune.

În afara tensiunilor fabricate de **Redresorul stabilizat** și de **Blocul de alimentare cu joasă tensiune**, pentru a funcționa, receptorul T.V. mai are nevoie de unele tensiuni pe care le vom prezenta în cele ce urmează.

Acestea sînt tensiunile necesare tubului cinescop pentru filament, grile și anod, toate fiind fabricate de către generatorul de baleiaj pe orizontală.

Astfel tensiunea de filament (pinii 1—8 ai T.C.) se obține cu înfășurarea secundară a transformatorului de linii 7—8 (care conține 5 spire bobinate deasupra primarului). Este o tensiune în impulsuri pozitive de 28—30 V_{vv} care se reduce cu R731 (6,8 Ω) la o valoare de cca 22 V_{vv}. Puterea care se asigură filamentului pentru încălzire este de cca 1,9 W, adică similar cu modelele clasice alimentate cu tensiune alternativă (6,3 V x 0,3 A). Rezistorul R 731 are și rolul de a proteja transformatorul de linii (înfășurarea de filament) la un eventual scurtcircuit al filamentului T.C. care în această situație s-ar arde (debitînd pe sarcină zero). De asemenea, rezistorul are rolul de a proteja înfășurarea de filament în primele 10 s de la pornire cînd filamentul este rece, deci curentul prin el este mare (rezistența mică).

Tensiunea de comandă pentru grila G_1, pinii 2,6 ai T.C., se asigură de pe cursorul potențiometrului de luminozitate R736, prin intermediul rezistorului R417. Capătul pozitiv al potențiometrului de luminozitate se alimentează de la $+U_1$, iar cel negativ de la redresorul de —100 V, realizat în principal cu dioda D705 care redresează impulsurile de pe înfășurarea 5—6 a transformatorului de linii. Tensiunea de —100 V este filtrată cu C728.

Tensiunea de accelerare pentru G 2 a T.C, (pinul 3) de aprox. +500 V se obține prin redresarea impulsurilor pozitive de întoarcere linii, de pe colectorul tranzistorului final linii T703 (BU205), cu ajutorul diodei D703, șuntată cu condensatorul C718. Tensiunea se filtrează cu R727 și C722 și se aplică prin rezistoarele de separare R730 și R414. Între cele două rezistoare se culege o tensiune care se reglează cu semireglabilul R415, constituind tensiunea de focalizare (între 0 și +500 V) și se aplică prin intermediul rezistorului R416 pe grila G_4 (de focalizare) a T.C. (pinul 4).

Foarte înalta tensiune (FIT), de 17—18 kV se obține de la bobina de FIT a transformatorului de linii, Tr. 701, prin redresarea impulsurilor cu dioda D706 (T.V. 18—K70) redresoare cu seleniu și se aplică la anodul T.C.

TEMPORIZATOR FOTO

ALEXANDRU ZANCA

Temporizatorul este de fapt un ceas de expunere electronic folosit foarte des în laborator la copieri, măriri, developări etc. Numărul minim de componente, cît și simplitatea schemei îl recomandă mai ales începătorilor. Domeniul de temporizare este cuprins în plaja 0,1 s ....99,9 s cu pasul de 0,1 s. Cele două contacte ale releului, (normal închis și normal deschis) sînt disponibile pe panoul (cutia) temporizatorului, putîndu-se cupla la acestea fie un obturator electric, fie direct becul aparatului de mărit. Prin mărirea/micșorarea frecvenței oscilatorului sau introducerea de numărători suplimentari, se poate obține o gamă foarte largă de temporizări.

Schema temporizatorului este arătată în figura 1. De fapt, se observă din schemă că acesta este un divizor programabil. Se disting mai multe blocuri funcționale și anume: generatorul de impulsuri realizat cu circuitul integrat C.I.-6 și avînd frecvența de 10 Hz; blocul numărătoarelor, realizat cu circuitele integrate C.I.-1...C.I.-3; decodorul binar/zacimal realizat cu diodele D1...D12, rezistențele R1, R2, R3 și comutatoarele binare K1, K2, K3; un circuit de coincidență realizat cu diodele D13...D15 și rezistența R4; bistabilul ce comandă releul realizat cu circuitul integrat C.I.-5 și monostabilul ce furnizează impulsul de pornire realizat cu circuitul integrat C.I.-4. Acest ultim bloc a fost necesar deoarece se impune ca impulsul de pornire să fie generat la eliberarea butonului K5.

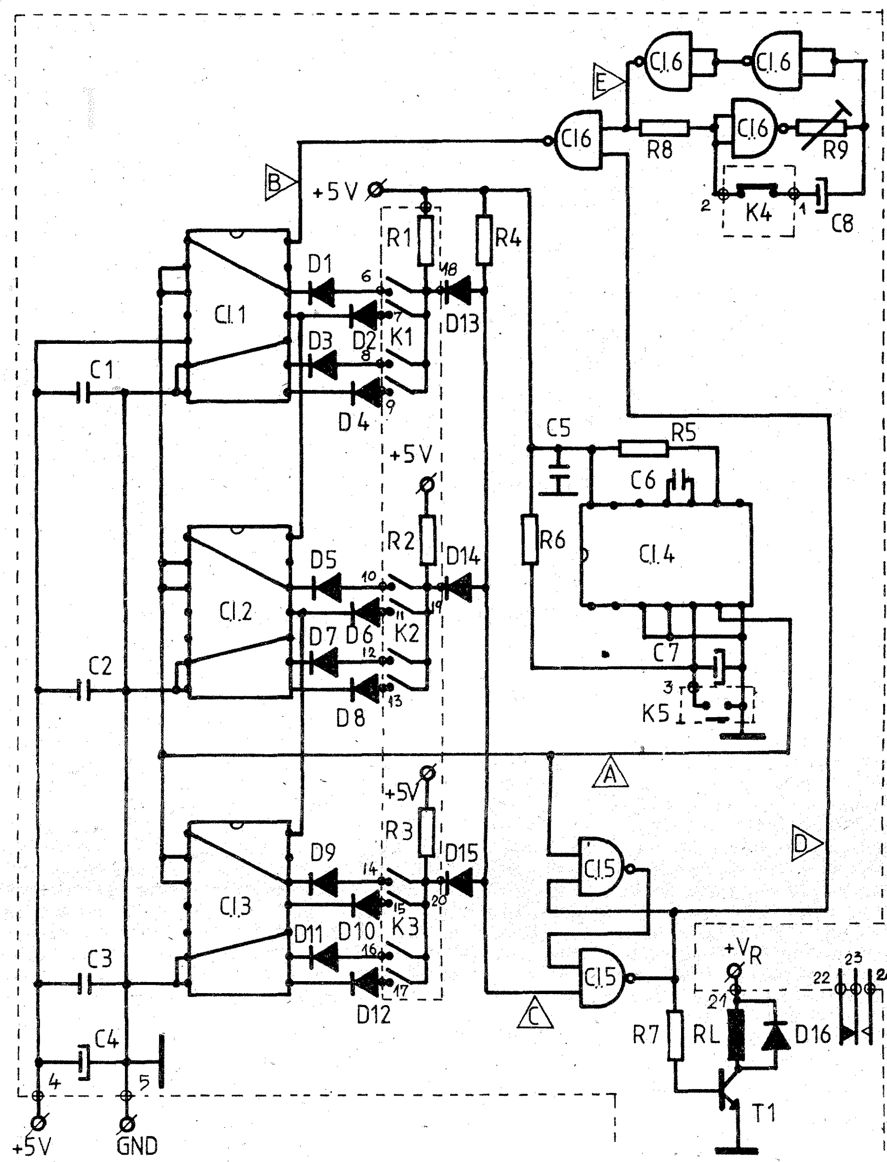
Funcționarea temporizatorului este simplă. Pentru o ușoară înțelegere, se va face apel la diagrama de stări din figura 4. Să presupunem că dorim o temporizare de 1,5 secunde. Se trec comutatoarele K1 în poziția „5", K2 în poziția „1" iar K3 în poziția „0".

Se apasă butonul K5 (comutator tip normal deschis). La eliberarea acestuia, în punctul „A", va apare un impuls foarte scurt care va reseta numărătoarele și bistabilul, aducînd totodată tranzistorul T1 în stare de conducție, deci releul va fi anclașat (punct D). În același timp, poarta C.I.-6 este validată; în acest fel, impulsurile generate de oscilatorul cu frecvența de 10 Hz, vor ajunge la numărătoare. După numărarea a 15 impulsuri punctele 18, 19 și 20 vor avea nivelul logic „1", deci va fi îndeplinită condiția „ȘI"; în acest fel nivelul logic al punctului „C" va fi schimbat din „0" în „1" aceasta ducînd la schimbarea stării bistabilului și implicit la blocarea tranzistorului T1 și a porții C.I.-6, deci la oprirea numărării.

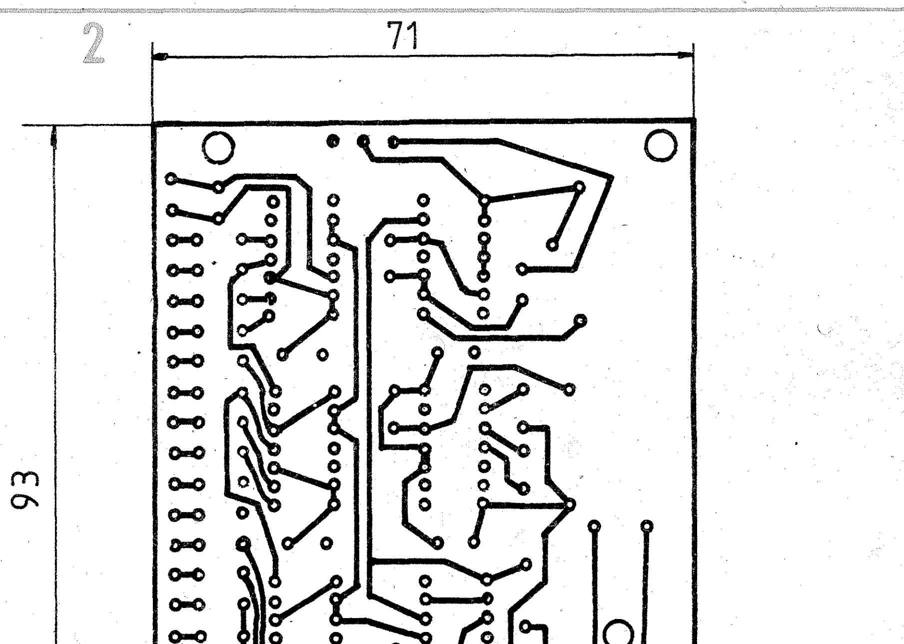
Temporizatorul se va realiza pe o plăcuță de sticlotextolit dublu placat, desenul cablajului fiind ilustrat în figura 2, iar dispunerea pieselor și fața a doua a cablajului este arătată în figura 3. Dacă se folosește un releu diferit ca dimensiuni și dispunere a terminalelor, se va reface cablajul în zona respectivă conform releului de care se dispune. Urmărind schema din figura 1 se observă că s-a renunțat la decodorii binar/zecimal CDB 442 (deci trei circuite integrate mai puțin) și că s-au înlocuit aceștia cu grupuri diode-rezistență-comutator binar. Trebuie notat aici că diodele D1...D15 trebuie obligatoriu să fie cu germaniu (EFD sau echivalent) Comutatoarele K1...K3 sînt comutatoare binare de tipul KDM-11FSNA.

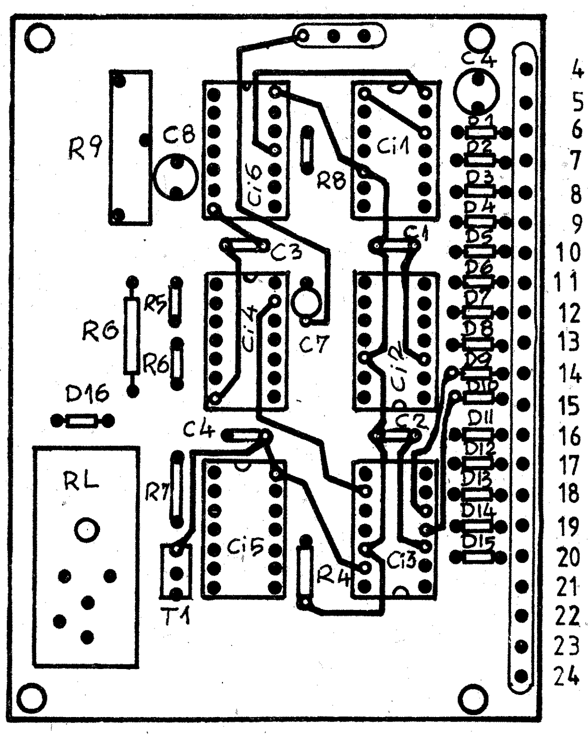
Reglajul temporizatorului se face simplu: se alege din comutatoarele K1...K3 o temporizare oarecare — ex. 15 secunde — și prin comparare cu un cronometru se va regla frecvența oscilatorului din R9 pînă se obține temporizarea aleasă. Dacă se dispune de un frecvențmetru, acesta se leagă în punctul „E" și din R9 se va urmări ca frecvența citită să fie 10 Hz. Reglajele se fac după 15...25 minute de la punerea sub tensiune a montajului. De reținut că temporizarea începe la **eliberarea** butonului K5. S-a ales această soluție pentru ca temporizarea să nu fie influențată de operator, lucru sesizat mai ales la timpi scurți. Dacă se dorește anularea unei temporizări deja începute, se apasă scurt timp butonul K4 (cu contact normal închis). Dacă se dispune de un

1



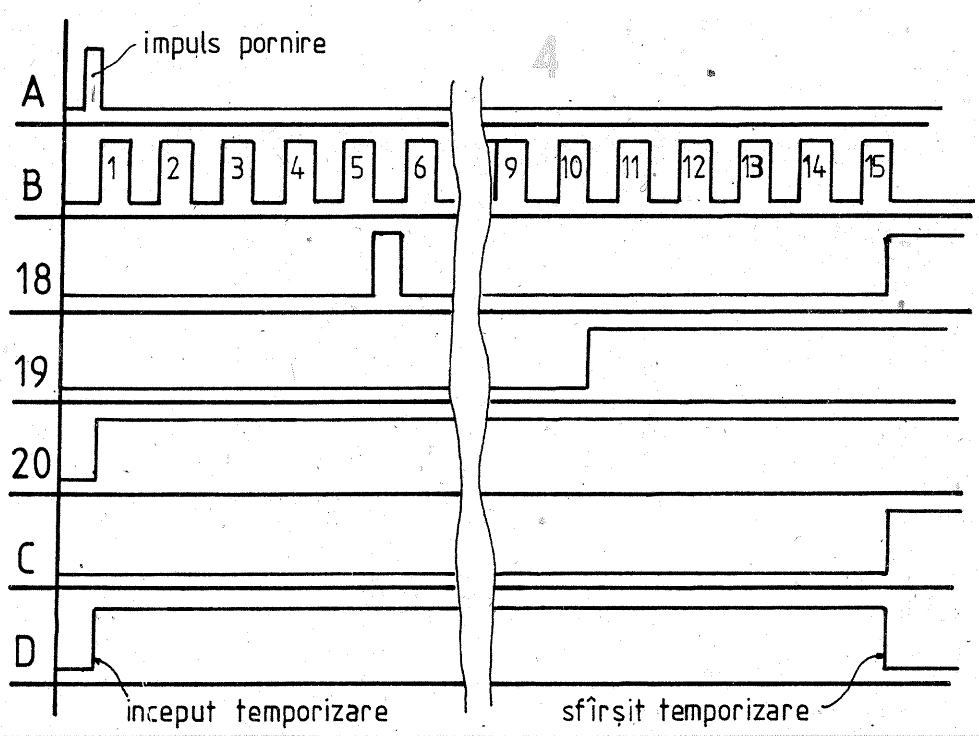
2





1 - K4 - RESET
2 - K4 - RESET
3 - K5 - START
4 - +5V
5 - GND
6 - pin 1(A) K1
7 - pin 8(D) K1
8 - pin 2(B) K1
9 - pin 4(C) K1
10 - pin 1(A) K2
11 - pin 8(D) K2
12 - pin 2(B) K2
13 - pin 4(C) K2
14 - pin 1(A) K3
15 - pin 8(D) K3
16 - pin 2(B) K3
17 - pin 4(C) K3
18 - pin COMUN K1
19 - pin COMUN K2
20 - pin COMUN K3
21 alimentare releu
22, 23, 24 - comtacte releu

SCARA 1:1



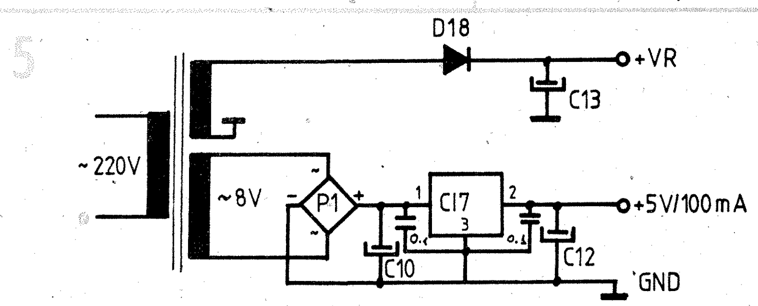
releu care anclanşează ferm la o tensiune de 5 volţi, pinul +VR(21) va fi legat la pinul +5 volţi (4).

Alimentarea montajului va fi făcută la o sursă capabilă să furnizeze cele două tensiuni, una pentru montaj (+ 5 volţi/100 mA), iar cealaltă (+VR/IR) dimensionată funcţie de tipul releului folosit (9, 12, 24, 48 volţi). Pentru tensiunea de 5 volţi se va folosi un stabilizator integrat de tipul β M 323 sau MA 7805, ca în figura 5 sau un stabilizator ca în figura 6.

Montajul se introduce într-o cutie din material plastic, pe panoul frontal avînd dispuse comutatoarele K1...K3 şi întreruptorul general, precum şi un întreruptor legat în paralel pe contactul normal deschis al releului, care să permită şi o folosire netemporizată a becului/obturatorului aparatului de mărit, iar pe panoul din spate, bornele de acces la contactele releului.

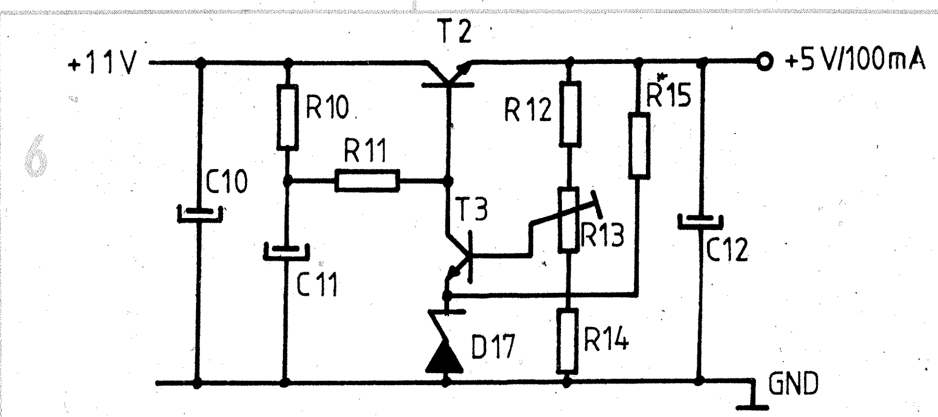
LISTA DE MATERIALE

— R1, R2, R3, R4 10 kΩ
— R5 590 Ω
— R6 3,3 kΩ
— R7 2 kΩ
— R8 470 Ω
— R9 2 kΩ helitrim
— R10, R12 100 Ω
— R11, 80 Ω
— R13 1 kΩ semireglabil
— R14 22 kΩ
— R15 18...50 Ω



— T1, T3 BC107 (BC108, BC109)
— T2 BD135 (BD137, BD139)

— C.I.1...C.I.3 CDB490
— C.I.4 CDB 4121
— C.I.5, C.I.6 CDB 400
— C.I.7 M323, MA7805



— C1, C2, C3, C5, C6, C9 100 nF, multistrat sau ceramic
— C4 100 μF/15 volţi
— C7 1 μF/15 volţi tantal
— C8 33 μF/15 volţi tantal
— C10, C13 500 μF/15 volţi
— C11, C12 200 μF/15 volţi

— D1...D16 EFD108, EFD109, EFD105, AA112, AA117
— D16, D18 1N4001
— D17 PL4V7Z
— P1 1PM4 (sau 4 buc. 1N4001)

UNIFICATOR ANTENE

Ing. **PAUL HAŞAŞ**

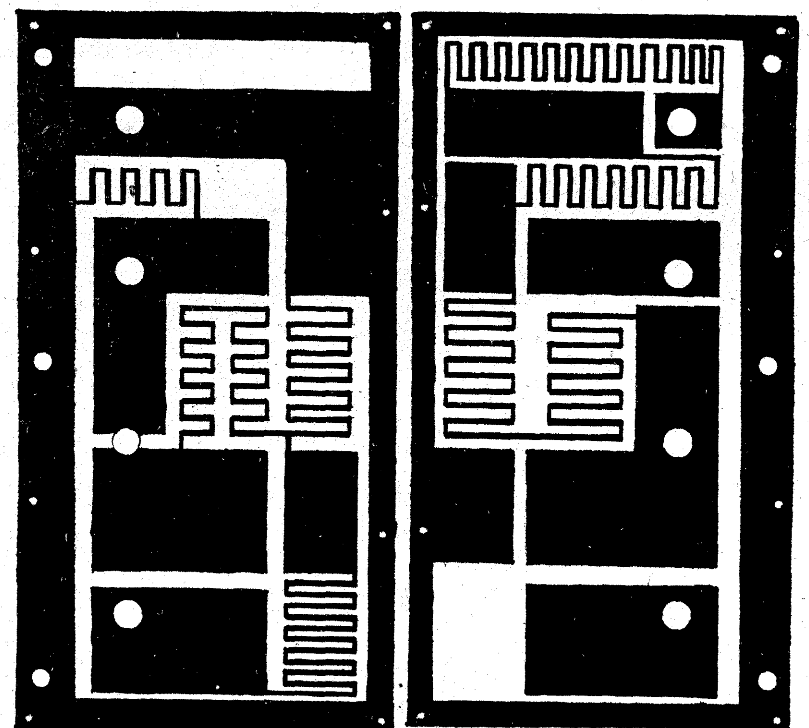
Unificatorul prezentat în figura 1, are avantajul (pe lîngă utilitatea practică) că nu necesită componente electronice, fiind necesar doar un cablaj imprimat din sticlotextolit cu ambele fețe cuprate, avînd dimensiunile 94x50 mm. Se corodează placa avînd pe cele două fețe desenele a și b ale figurii 1, configurația obținută fiind echivalentă funcțional cu schema electrică din figura 2. Unificatorul obținut permite cuplarea a trei antene la televizor printr-un singur cablu, cele trei emisiuni făcînd parte din canalele 1—5; 6—12 și 21—60.

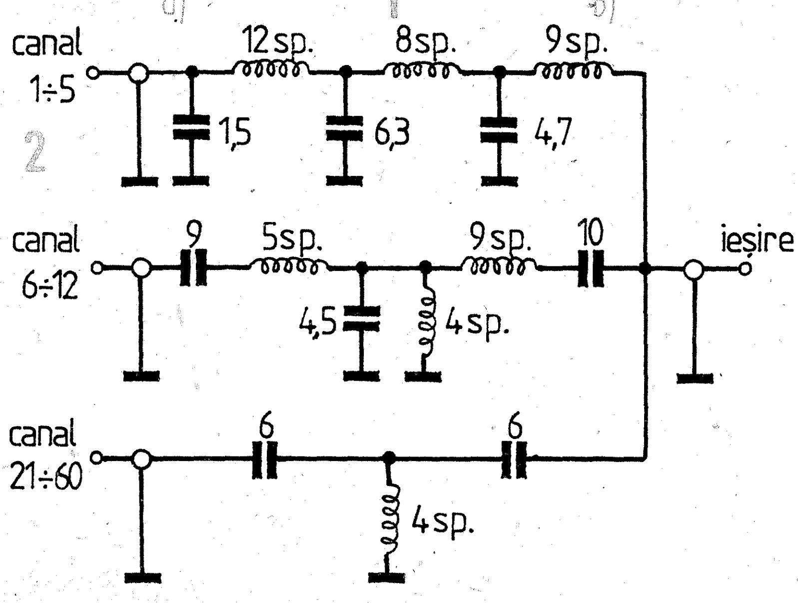
Valorile condensatoarelor trecute în schema din figura 2 sînt valorile pentru un cablaj imprimat avînd grosimea de 1,6 mm. Pentru alte grosimi se modifică dimensiunile dreptunghiurilor (pe ambele fețe ale cablajului) care dau capacități, conform relației C = εS/d; C,ε sînt constante pentru calculul unui condensator, d este grosimea cablajului din sticlotextolitul avut la dispoziție, iar S-suprafața dreptunghiului care este de fapt o armătură a condensatorului.

Pe marginea cu folia de masă, se fac găuri de jur-împrejur (Ø = 1 mm) și se fac lipituri cu sîrme pentru ca traseul de masă al semnalelor să fie cît mai mic.

Cablurile coaxiale de intrare și ieșire se pot fixa prin cositorire sau cu șuruburi. În acest caz se pot cositori pe fața b piulițe M3 din aramă, pe care cu șurub M3 se prind terminalele „calde", iar tresa cablurilor se fixează printr-o șină lungă apăsată pe conductorul de masă la margine și strînsă cu cele trei șuruburi, ale căror orificii se văd la marginea cablajului în figurile a și b.

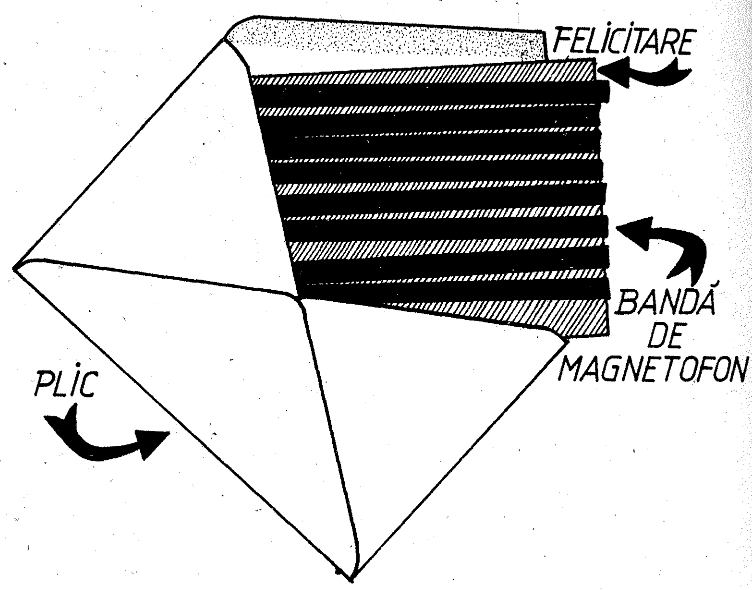
Unificatorul fără componente realizat în acest mod, dă rezultate asemănătoare unificatorului cu componente discrete.





FELICITĂRI SONORE

G.D. OPRESCU



Folosirea corectă a adaptoarelor curent alternativ — curent continuu

Ing. BARBU POPESCU

Cît e de plăcut să primeşti cu ocazia unor sărbători sau ocazii diverse, veşti scrise de la prieteni sau persoanele dragi! Bucuria este şi mai mare dacă în plicul scrisorii respective se află şi vreo fotografie care are rolul de a bucura şi mai mult prin prezenţa ei, de a apropia şi mai mult sufleteşte.

În cele ce urmează se descrie o metodă foarte simplă şi deosebit de ieftină de corespondenţă sonoră, care aduce o surpriză peste tot bine primită, care creează iluzia prezenţei imediat apropiate a celui ce trimite corespondenţa.

În plicul care conţine corespondenţa, expeditorul înrulează în jurul scrisorii pliate sau a unei ilustrate cu text de felicitare, o bucată scurtă de bandă de magnetofon pe care imprimă mesajul sonor. Banda destul de mică nu ocupă mult loc în plic şi nu atîrnă greu la cîntar, în schimb sosită la destinaţie, se desfăşoară de către destinatar şi se trece prin fanta cu capete magnetice a unui magnetofon, pus pe poziţia de redare. Rezultatul e ascultarea, redarea mesajului sonor, aşa cum a fost imprimat de către expeditor. Cutele pe care banda le-a avut de suportat în urma îndoirii pe marginea scrisorii sau felicitării din plic, nu strică cu nimic calitatea redării. Banda poate fi apoi redată de ori cîte ori, copiată eventual pe alt magnetofon sau casetofon, sau fixată cu bandă adezivă, la capătul unei alte role de bandă, pentru ca felicitarea sonoră să mai poată fi audiată. Nimic nu împiedică, de asemenea, ca banda să fie pliată din nou, pe fostele pliuri, în jurul felicitării scrise şi apoi să fie păstrată în acelaşi plic în care a fost expediată. Ideea e deci foarte simplă: se imprimă o bandă de lungime mică pe un magnetofon oarecare, se pune pliată într-un plic şi se expediază. Dar o serie de detalii nu strică să fie lămurite.

În primul rînd lungimea mesajului vorbit depinde atît de viteza de rulare a benzii, cît şi de numărul de trasee imprimate şi, bineînţeles, de lungimea bucăţii de bandă. Mesajul este raţional să se imprime cu viteza de 9,5 cm/s, pe sistem dublă pistă (dute-vino), pe o bucată de bandă nu mai mare de 1... maxim 2 metri. La viteza de 9,5 cm/secundă, 1 metru de bandă oferă posibilitatea imprimării unui mesaj de circa 10 secunde; iar dacă se folosesc ambele piste alternate, durata e dublată. O bucată de bandă de 1 metru lungime, pliată în interiorul unei scrisori, nu oferă decît maxim cinci spire de înrulare, pe o lăţime maximă de 35 mm, astfel încît în mod practic s-ar putea introduce fără nici un impediment o lungime şi mai mare; dar ce e prea mult strică şi plăcerea ascultătorului se poate transforma în plictiseală, ca să nu mai vorbim de riscurile de înnodare şi implicit stricarea unei bucăţi prea lungi de bandă. Viteza de 9,5 cm/s oferă posibilitatea calităţii optime pentru un mesaj vorbit, cu orice magnetofon s-ar face redarea, apoi această viteză e larg răspîndită pe magnetofoane, fie cu o singură viteză, fie cu mai multe viteze de imprimare-redare. În plus, chiar dacă persoana căreia îi este adresată felicitarea sonoră nu posedă magnetofon, în foarte scurt timp poate găsi un vecin, rudă sau cunoştinţă care să aibă un magnetofon cu această viteză, larg răspîndită. Imprimarea iniţială se face pe sistem dublă pistă, din cauză că nu se ştie ce magnetofon va folosi destinatarul şi chiar dacă posedă un magnetofon cu patru piste şi se face citirea benzii imprimate pe dublă pistă, citirea se face corect, fără dificultate. Nu acelaşi lucru se întîmplă dacă se imprimă iniţial pe patru piste şi se redă cu un magnetofon cu dublă pistă. În asemenea caz, în redare va fi un vălmăşag de sunete, din care nu se poate distinge nimic. De asemenea, e total contraindicat să se folosească bandă foarte îngustă de casetofon, întrucît e foarte greu de introdus un fragment de bandă ca aceasta într-un casetofon sau să se lipească drept adaos suplimentar la o casetă existentă.

Pe traseul al doilea se poate repeta acelaşi mesaj identic sau puţin schimbat, sau alt mesaj făcut de altă persoană, eventual un fragment muzical. De altfel, mesajul poate fi mixat cu muzică pentru a deveni şi mai atractiv. Metoda cea mai simplă constă în imprimarea concomitentă a mesajului o dată cu audiţia dată de un aparat de radio, un pick-up sau un magnetofon. Bineînţeles o operaţie de selecţionare a unei teme muzicale potrivite evenimentului, o mixare a programului vorbit cu cel muzical, duce la rezultate artistice mult mai bune. Banda se verifică după imprimarea ambelor trasee, se taie de pe rolă şi se pliază pe scrisoare.

În caz că se doreşte expedierea mai multor mesaje de felicitare identice, adresate impersonal, se imprimă mesajul pe bandă. Apoi banda se detaşează şi capetele ei se lipesc cu bandă adezivă, pentru a alcătui o bandă fără sfîrşit. Aceasta, plasată pe un magnetofon pus pe redare, curgînd în mişcarea ei pe jos, de unde este şi preluată în continuare de mecanismul de transport al magnetofonului pentru a fi rulată, redă la nesfîrşit acelaşi mesaj periodic, ciclic, ca un papagal. Este uşor de înţeles cum se poate cupla un alt magnetofon, pe care mesajul ciclic, de pe banda fără sfîrşit, se imprimă în lungime, de oricîte ori, pe altă bandă de magnetofon. Cînd se consideră că s-a obţinut numărul de felicitări sonore necesar, se opresc cele două magnetofoane, se inversează poziţia rolelor pe magnetofonul care face imprimarea, notîndu-se însă precis poziţia de început a unui mesaj, atît la banda de pe role, cît şi la cea în buclă închisă, apoi se repun concomitent cele două magnetofoane în funcţiune, pînă cînd traseul al doilea al benzii de pe role se derulează în completarea traseului prim. Banda imprimată liniar se controlează şi se lasă să curgă pe jos, fără rolă acceptoare şi după fiecare mesaj vorbit, pe porţiunea de pauză, se detaşează prin tăiere cu foarfeca. Fiecare fîşie de bandă va constitui deci un mesaj sonor, care poate fi expediat aşa cum s-a arătat mai sus.

Pentru alimentarea aparaturii electronice cu un consum relativ redus (radioreceptoare, minicasetofoane, calculatoare de buzunar) sînt folosite adaptoare care au de obicei posibilitatea reglării în trepte a tensiunii de ieşire. Compacte, cu un design plăcut, ele prezintă un interes deosebit în special datorită posibilităţii reglării în trepte a tensiunii de ieşire.

Aceste adaptoare prezintă însă cel puţin două inconveniente care sînt, în general, trecute sub tăcere:

1. Tensiunea de ieşire este asigurată doar la curentul nominal de sarcină; la un curent mai mic decît cel nominal, tensiunea de ieşire creşte semnificativ.

2. Nivelul pulsaţiei (brumul) este ridicat, în special la un curent apropiat de cel nominal.

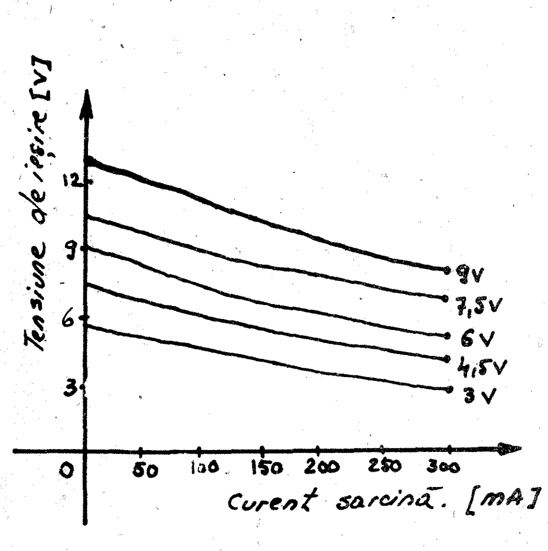
Creşterea tensiunii de ieşire la un curent redus poate duce la defectarea aparaturii electronice.

Puţine firme producătoare prezintă dependenţa tensiunii de ieşire de curentul nominal de sarcină.

O excepţie care confirmă regula este alimentatorul „MINWA" MW88.

Performanţele sale sînt:

Tensiune de alimentare: 220 V, 50 Hz;
Putere: 5 W;
Tensiune de ieşire: 3—4, 5—6—7, 8—9—12 V;



Curent de sarcină: 300 mA.

După cum se observă, din graficul din figură, dacă avem un radioreceptor care necesită o tensiune de alimentare de 6 V la un consum mediu de 50 mA şi folosim alimentatorul mai sus menţionat, pe poziţia „6 V", tensiunea de alimentare depăşeşte 8 V existînd riscul defectării radioreceptorului.

Tot din grafic reiese că o tensiune de cca 6,5 V, la un curent de 50 mA este asigurată doar pe poziţia „4,5 V" a alimentatorului.

Din cele prezentate mai sus se desprind următoarele concluzii:

1. Alimentatoarele de import cu tensiune de ieşire reglabilă în trepte, nestabilizată, necesită o alegere atentă a acesteia, în corelaţie cu consumul aparatului.

2. Dacă amatorul nu dispune de un instrument de măsură corespunzător se va alege treapta de tensiune imediat inferioară, ca în exemplul mai sus prezentat.

3. Deşi inferioare din punct de vedere al designului, alimentatoarele produse în ţară (de exemplu ATV1 — Tehnoton) asigură o tensiune de ieşire stabilizată la un nivel al pulsaţiei mult redus, fiind din acest punct de vedere net superioare celor din import.

FORMATUL „VIDEO – 8“

Ing. **ŞERBAN NAICU**

După mai bine de 17 ani de la comercializarea primelor videocasetofoane se constată în prezent că, din multitudinea formatelor care s-au perindat în acest interval de timp, două formate s-au impus şi tind, în continuare, să se generalizeze.

Pe de o parte clasicul VHS, care a cunoscut în timp numeroase transformări, apărînd succesiv diverse variante şi subformate: VHS-C (1982), VHS „Hi Fi“ (1983), VHS „HQ“ (1985), S-VHS (1987), S-VHS-C, S-VHS „Hi Fi“, S-VHS-C „Hi Fi“ şi recent S-VHS-PCM (1990).

Pe de altă parte formatul Video-8, cu varianta sa Video-8 „High Band“ sau Hi8, format care era destinat la început doar camerelor video cu videocasetofon încorporat.

În rîndurile de mai jos vom face o prezentare comparativă a acestor două tipuri de videorecordere, cu format diferit (VHS şi Video-8).

În figura 1 prezentăm sistemul de transport mecanic, comun celor două formate, care utilizează principiul citirii elicoidale a benzii magnetice cu ajutorul capetelor video rotative.

Sistemul VHS utilizează o bandă cu lăţimea de 12,65 mm, iar sistemul Video-8 „Standard“ şi Video-8 „High Band“ o bandă cu lăţimea de 8 mm.

În figura 2 se prezintă comparativ unghiul de azimut al capetelor video (înclinarea întrefierului) care este diferit la cele două formate, ca şi lungimea întrefierului corespunzător.

La formatul VHS unghiurile de azimut ale capetelor video sînt de ±6°, iar la formatul Video-8 de ±10°, lărgimea pistelor fiind de 49μm în primul caz şi de 34,4μm în cel de-al doilea.

Se mai poate observa că acea faţă a benzii pe care este depus stratul magnetic intră în contact cu tamburul rotativ.

În ceea ce priveşte diametrul tamburului rotativ cu capete video (acesta se roteşte cu aceeaşi viteză la ambele formate: 1500 rot./min) el diferă fiind de 62 mm la VHS şi de 40 mm la Video-8, aspecte vizibile în figura 3.

Se poate observa de asemenea că cele două capete sînt dispuse, în ambele formate, la 180°. O diferenţă constă în faptul că, dacă la formatul VHS înfăşurarea benzii pe tamburul rotativ se face pe 180°, la formatul Video-8 această înfăşurare are loc pe 221°, astfel încît să permită înscrierea pistelor PCM, plasate în prelungirea pistelor video. Unghiul de 221° se poate descompune astfel: 180° sînt folosite pentru pistele video normale, 36° pentru pistele PCM situate în prelungirea celor precedente, iar 5° pentru un spaţiu de gardă, înclinarea lor fiind de 4° 53′08″.

În figura 4 se prezintă dispunerea pistelor video, audio şi de sincronizare în cazul celor două formate.

Se observă că, la formatul VHS, semnalele video sînt înregistrate pe bandă magnetică pe piste oblice şi paralele, cu un unghi de 5°57′50″. Semnalele audio şi de sincronizare sînt înregistrate pe două piste liniare, aşezate pe marginea superioară şi respectiv inferioară a benzii magnetice.

Pistele video sînt înregistrate cu o viteză ridicată (4,84 m/s), de către capetele video rotative, iar pistele audio şi de sincronizare sînt înregistrate la viteza liniară de rulare a benzii magnetice şi anume: 2,34 cm/s (la modul normal de lucru, Standard Play), 1,17 cm/s (la modul de lucru cu viteza redusă la jumătate, Long Play) cînd există prevăzută această facilitate.

Datorită vitezei scăzute de înregistrare a sunetului, mai ales în modul Long Play (de patru ori mai mică decît la casetofonul audio cu viteză de 4,75 cm/s), apar probleme legate de banda de trecere, fluctuaţii, etc.

Ţinînd cont de aceste inconveniente, formatul Video-8 optează pentru un alt mod de înregistrare a sunetului, cu modulaţie de frecvenţă (MF) de către capete montate pe tamburul rotativ, simultan cu semnalele video.

Datorită vitezei destul de mari (3,12 m/s) între capetele video şi bandă, nu există dificultăţi de înregistrare a semnalelor audio de frecvenţe ridicate (peste 15 kHz). Şi aceasta oricare a fi viteza de trecere a benzii magnetice: 2,005 cm/s pentru modul normal (Standard Play) sau 1,005 cm/s pentru modul cu viteza redusă la jumătate (Long Play).

De asemenea, la formatul Video-8 şi semnalele de sincronizare, nu numai cel de sunet, sînt înregistrate cu capete situate pe tamburul rotativ.

Aceste semnale de sincronizare prezintă de altfel o particularitate caracteristică sistemului ATF (Automatic Track Finding) sau căutare automată a alinierii. Formatul Video-8 permite obţinerea unei urmăriri perfecte a pistelor video (Tracking) cu toată lărgimea foarte mică a acestora: 34,4μm la modul SP şi numai 17,2μm la modul LP. Pentru aceasta sistemul ATF recurge la patru frecvenţe „pilot“ şi anume: f_1 = 101,02 kHz, f_2 = 117,19 kHz, f_3 = 162,76 kHz şi f_4 = 146,48 kHz. Aceste frecvenţe sînt aplicate capetelor video rotative, în faza de înregistrare.

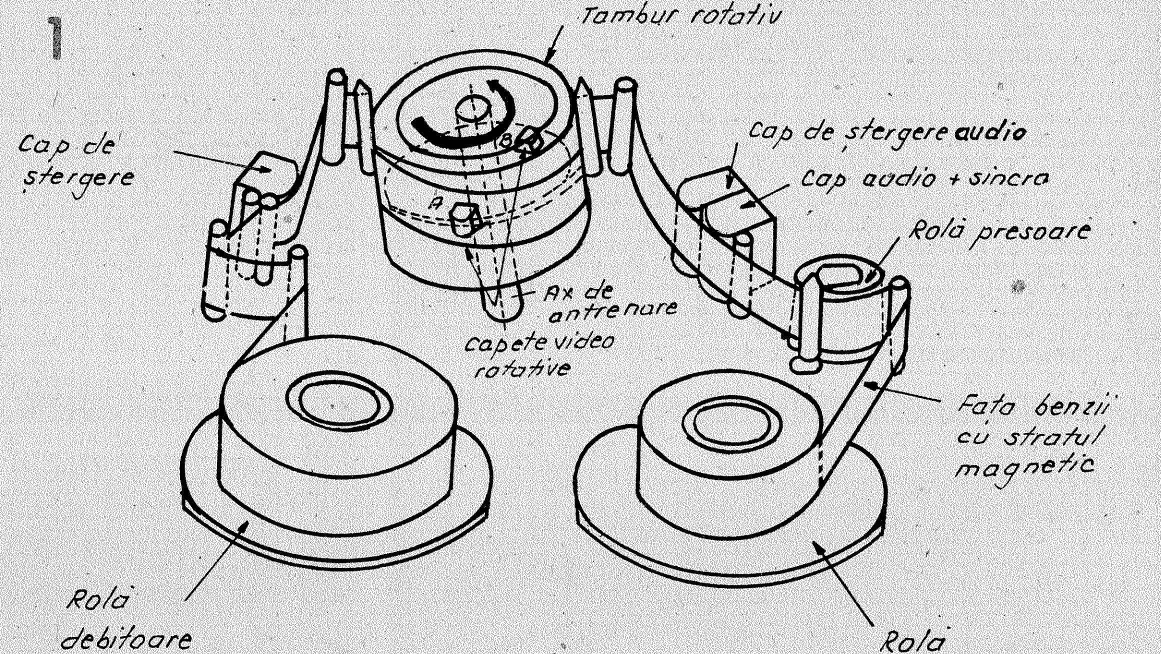
La citire, deoarece capetele sînt puţin mai mari decît pistele video, atunci cînd unul dintre ele citeşte de exemplu frecvenţa f_1 înscrisă pe pista respectivă, el culege de asemenea frecvenţele f_2 şi f_4 înscrise pe pistele adiacente.

Dacă nivelurile semnalelor corespunzătoare frecvenţelor f_2 şi f_4 sînt identice, ceea ce corespunde unui centraj perfect al capului video pe pista citită, atunci sistemul ATF devine inoperant.

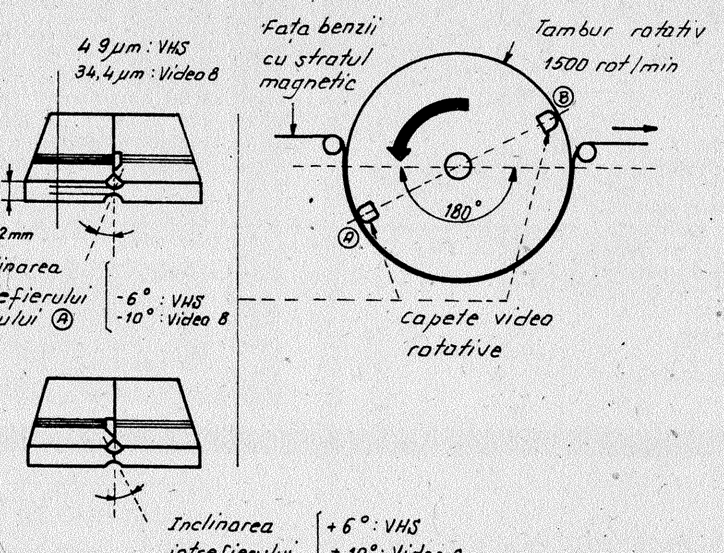
În schimb, dacă există un mic decalaj atunci nivelurile semnalelor f_2 şi f_4 nu mai sînt identice, unul fiind mai mare ca celălalt, se va obţine o tensiune de eroare proporţională cu acest dezechilibru, care va comanda în sensul creşterii sau al scăderii vitezei de rotaţie a cabestanului, deci a benzii. În acest mod de obţine o recentrare a pistei respective în raport cu capul video.

Astfel dacă nivelul semnalului detectat de capul video corespunzînd frecvenţei f_4 este superior nivelului rezultat din citirea frecvenţei f_2, din cauza unei uşoare scăderi a vitezei de trecere a benzii, tensiunea de eroare obţinută va avea rolul accelerării vitezei de rotaţie a cabestanului şi în acest fel contribuind la centrarea benzii magnetice în raport cu capul video.

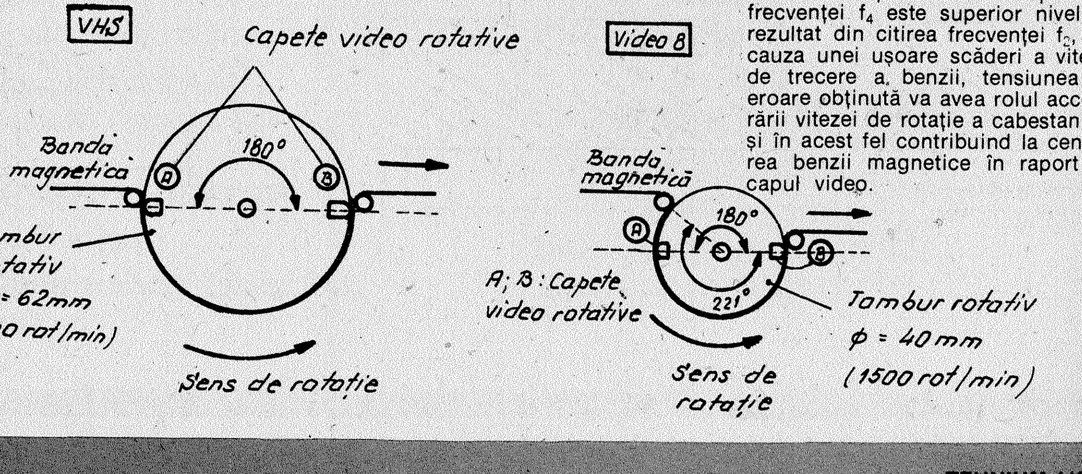
1



2



3



Se obține astfel o mai bună precizie a sincronizării decît cu sistemul „tracking“ clasic, utilizat de VHS, folosind o pistă de sincronizare longitudinală.

Formatul Video-8 utilizează pentru prima oară în 1985 tehnica ștergerii prin cap „volant“, sistem pe care VHS îl va adopta doar în 1988. Principiul acestui procedeu este prezentat comparativ pentru cele două sisteme în figura 5. Acest sistem utilizează un cap suplimentar pe tamburul rotativ, la 90° înainte de primul din cele două capete video care se găseau pe un tambur clasic.

Marele avantaj al introducerii acestui cap „volant“ de ștergere față de capul de ștergere fix (specific aparatelor VHS clasice), se poate observa atunci cînd se dorește asamblarea, dar mai ales introducerea unor secvențe video, în cadrul operațiunilor de montaj.

Vom urmări în continuare modul de introducere a unei noi secvențe într-o înregistrare deja făcută, operațiune mult mai delicată decît asamblarea secvențelor succesive.

În figura 6 se prezintă comparativ dispunerea pistelor video la începutul introducerii unei noi secvențe la un aparat cu cap de ștergere fix (a) și unul cu cap de ștergere „volant“ (b).

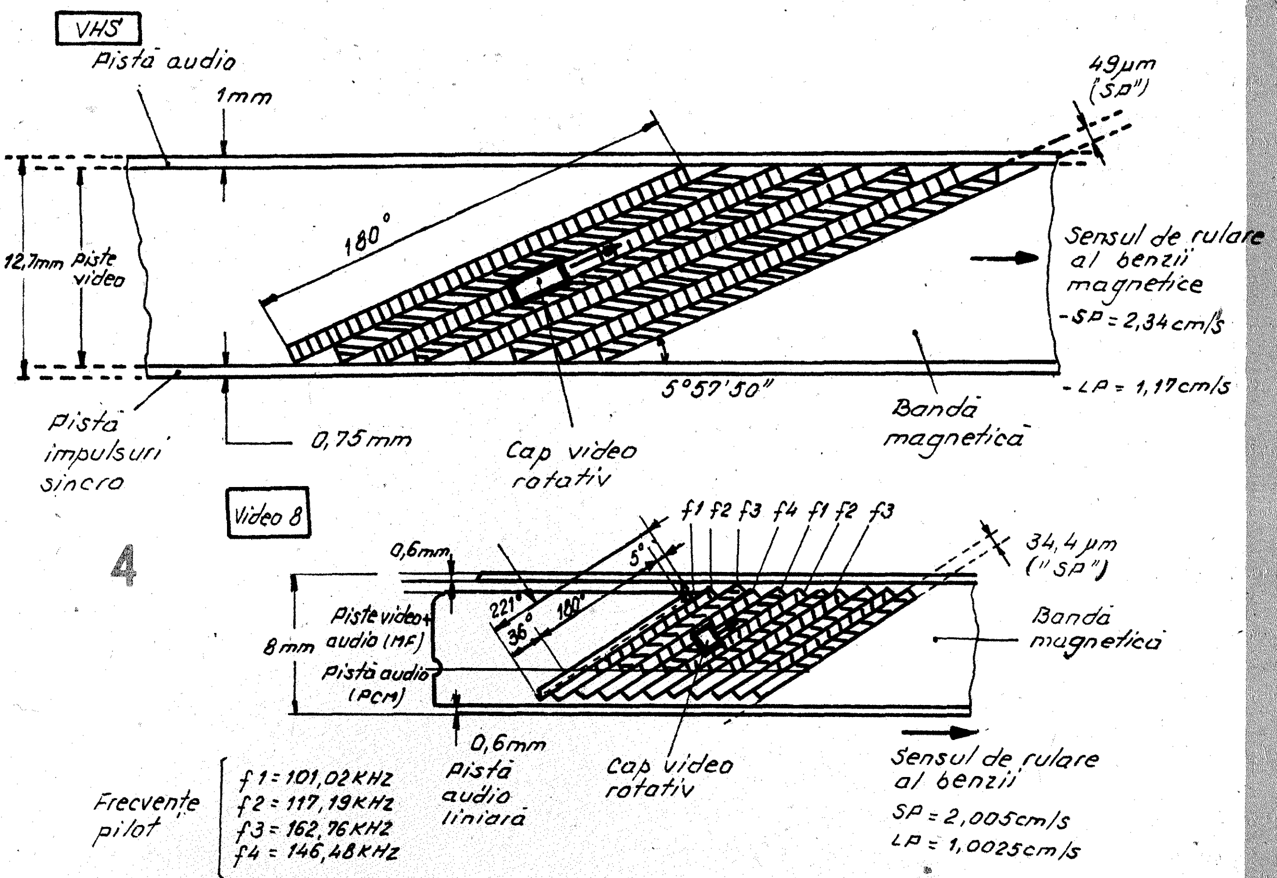
În primul caz se constată mai întîi o zonă liberă (ștearsă), apoi o zonă cu paraziți datorată faptului că pistele video care preced noua înregistrare sînt parțial trunchiate.

Aceste fenomene sînt vizibile la lectura benzii.

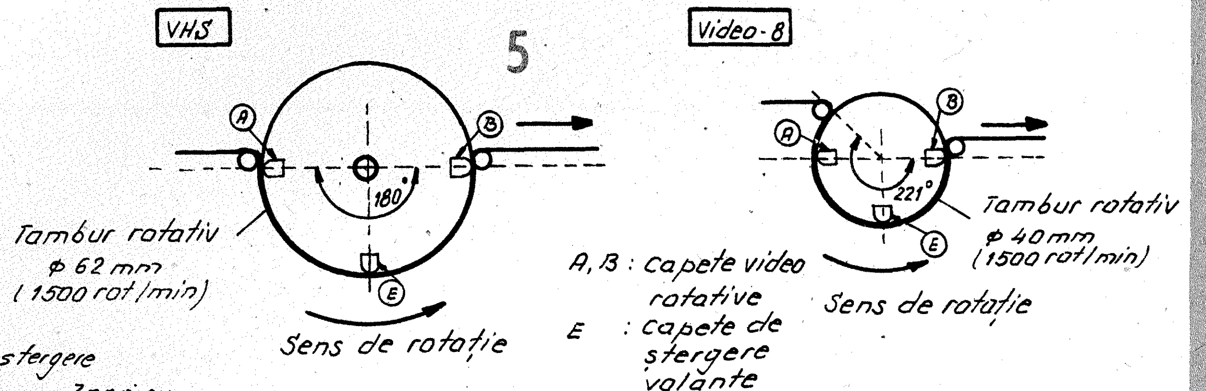
În cazul introducerii unei noi secvențe la un aparat care dispune de cap de ștergere „volant“ se poate observa că noua înregistrare se înlănțuie fără salturi de imagine și fără paraziți de cea precedentă.

De asemenea, sfîrșitul introducerii noii secvențe dă naștere, în cazul unui aparat prevăzut cu cap de ștergere fix, unor pierderi de imagine și paraziți datorați faptului că pistele video care urmează sfîrșitului introducerii noii secvențe sînt parțial trunchiate.

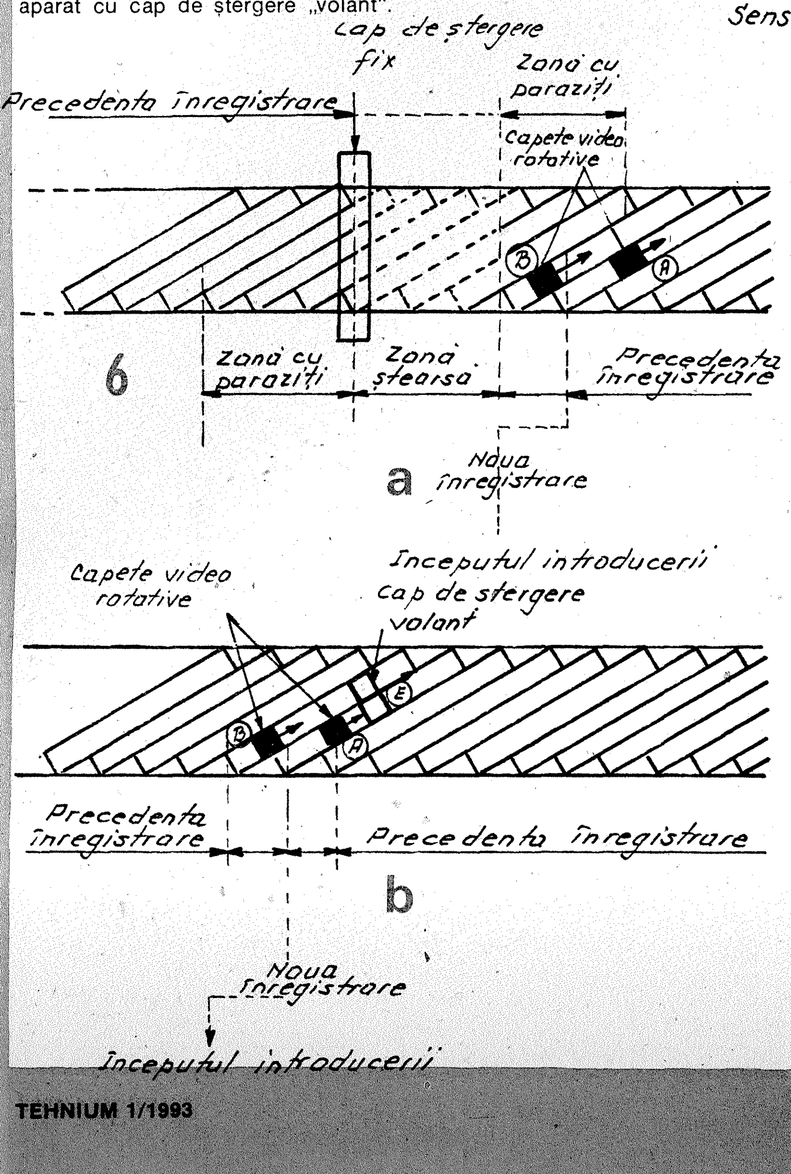
Aceste fenomene lipsesc la un aparat cu cap de ștergere „volant“.



4



5



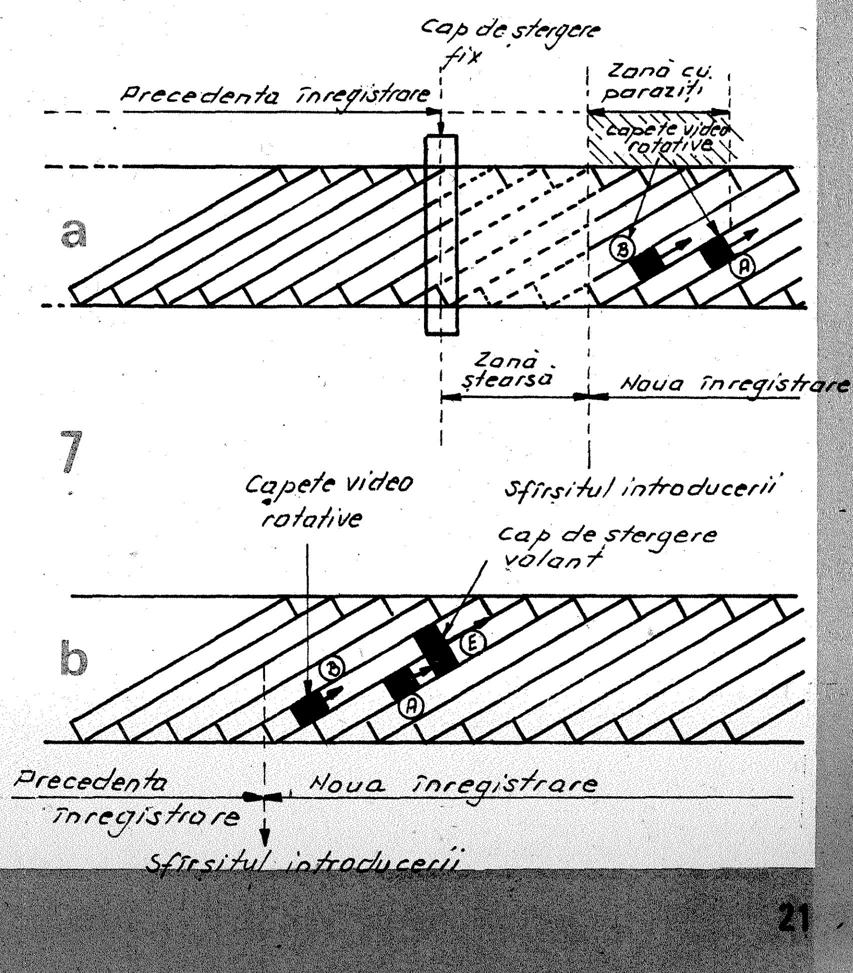
6

Reprezentarea pistelor video în acest caz, al sfîrșitului introducerii unei noi secvențe la un aparat cu cap de ștergere fix (a) și cu cap de ștergere „volant“ (b) este arătată în figura 7.

Bibliografie:

1) Colecția revistei „Le Haut-Parleur“

2) Colecția revistei „Tehnium“.



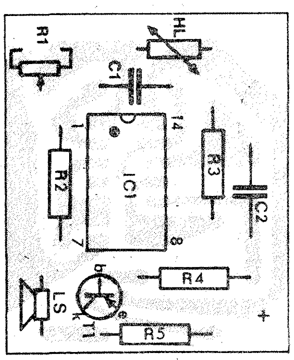
7

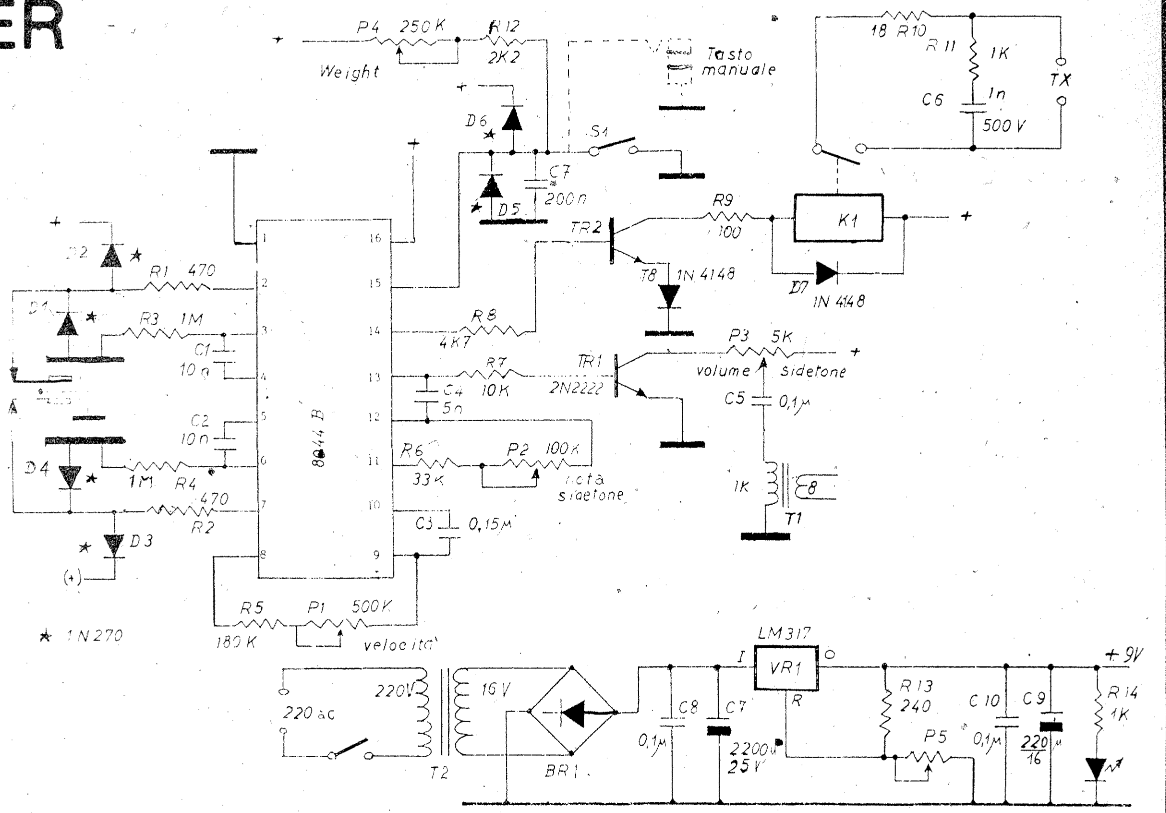
CMOS KEYER

Sub acest titlu I1FLC recomandă utilizarea circuitului 8844B sau a versiunii 8844M într-un accesoriu deosebit de necesar și util comunicațiilor telegrafice.

După cum se observă și din schema electrică întregul montaj este foarte simplu, adică numărul componentelor asociate circuitului este redus. Viteza de transmitere se stabilește din potențiometrul P1.

RADIO RIVISTA 8/1990





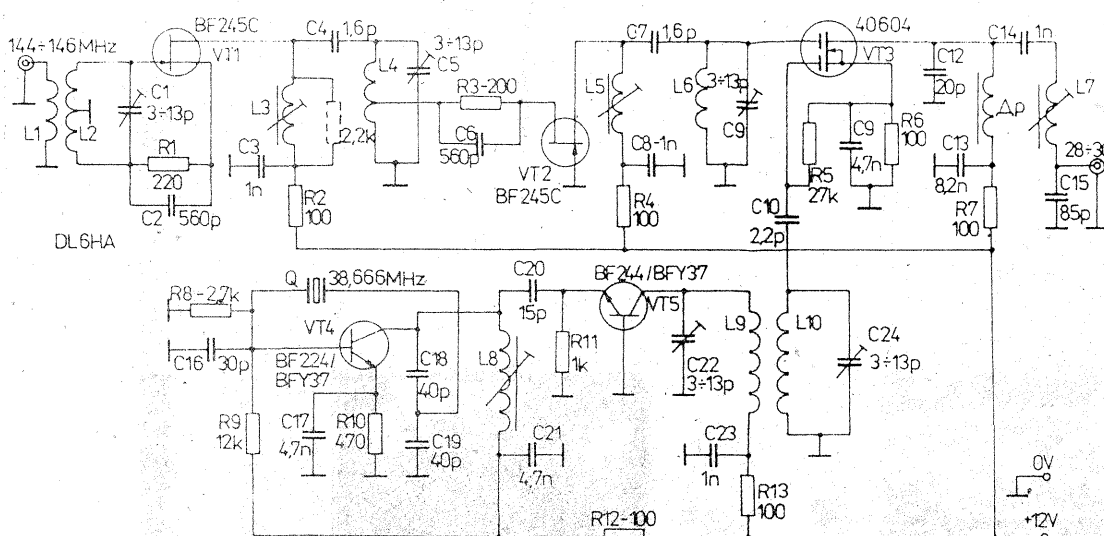
144/28 MHZ

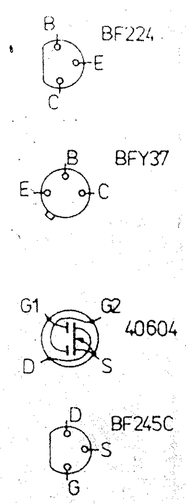
Montajul prezintă modul cum poate fi recepționată gama de 2 m (144—146 MHz) cu un transceiver dotat pentru gama de 10 m (28—30 MHz). Semnalul de 144 MHz este amplificat în două etaje, apoi mixat în etajul cu tranzistorul 40604. Oscilatorul local utilizează un rezonator pe 38,666 MHz.

Bobinele L1—L6 sînt din CuAg — 1 mm și au diametrul 5 mm astfel: L1 = 2 spire, L2—L6 = 6 spire.

Bobinele L7—L8 au cîte 17 spire CuEm 03 pe carcasă cu miez. L9—L10 = 7 spire din CuAg — 1 mm pe diametru de 5 mm.

RADIO TELEVIZIA ELEKTRONIKA 10/92





PREMIILE TEHNIUM 1992

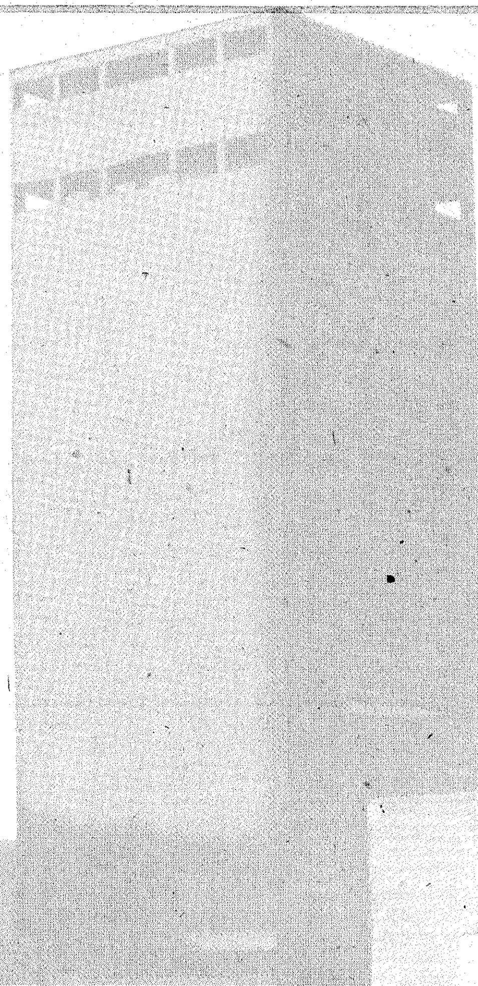
Pentru activitatea desfășurată în decursul anului trecut, în ceea ce privește calitatea și numărul materialelor trimise spre publicare, s-a hotărît acordarea a trei premii: ing. ȘERBAN NAICU; AURELIAN și CĂTĂLIN LĂZĂROIU și ing. AURELIAN MATEESCU.

Premiile constau în componente electronice.

Felicitîndu-i atît pe cîștigători cît și pe ceilalți colaboratori ai revistei noastre, le urăm succes tuturor la noua ediție a CONCURSULUI DE PUBLICISTICĂ TEHNIUM 1993.

SOCIETATEA ROMÂNĂ DE ASCENSOARE IFMA S.A.
ROMANIAN ELEVATORS COMPANY IFMA S.A.

Centre of Business, Press and Comunication

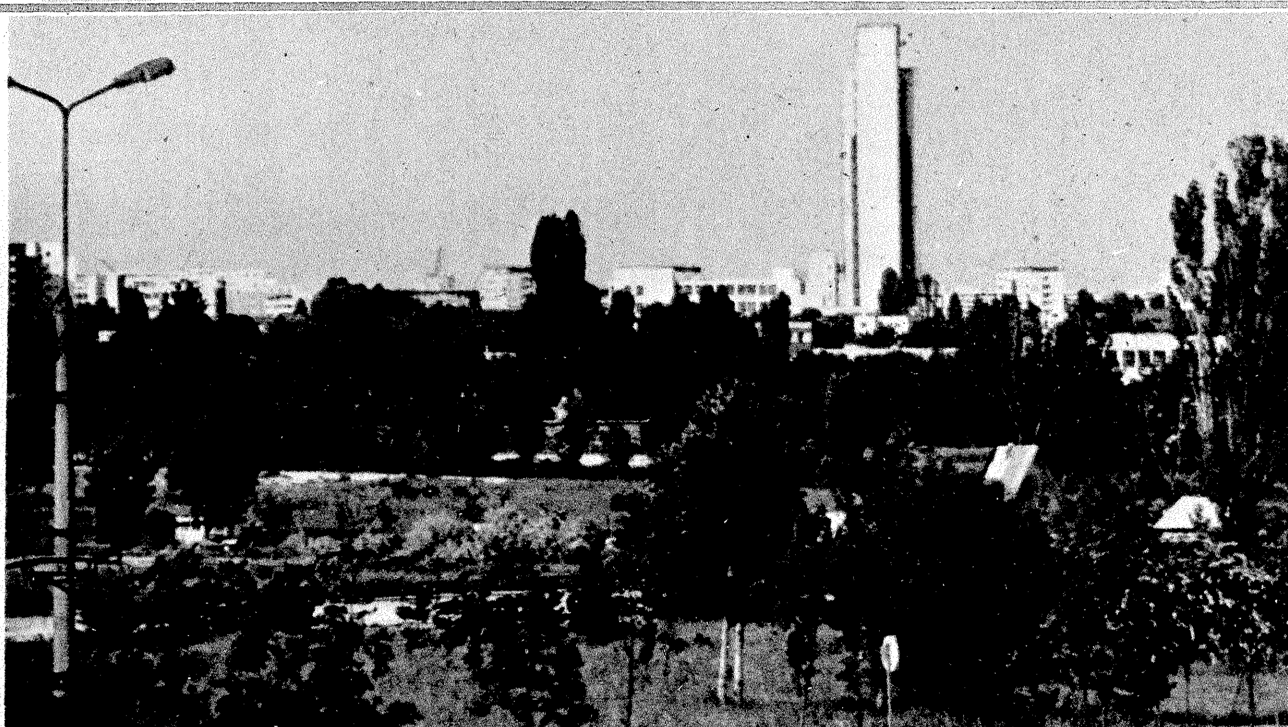


Cea mai înaltă clădire din România, oferită pentru cel mai modern şi eficient CENTRU DE AFACERI, PRESĂ ŞI TELECOMUNICAŢII.
Proiectul propus are în vedere ideea valorificării turnului existent pentru probe ascensoare (108 m), încît termenul de realizare şi recuperare a investiţiei iniţiale, va fi cel mai rapid posibil pentru afaceri în domeniul imobiliar.

The tallest building in Romania, offered for realizing on its resistence structure the most modern and efficient CENTRE OF BUSINESS, PRESS AND TELECOMMUNICATION.
The proposed project is taking into consideration the idea of rendering the resistence structure of the existing elevator testing tower, profitable so that the term of fulfilment and recovery of the investment be as rapid of possible for affairs in building field.

The tallest building in Romania, offered for the most modern and efficient CENTRE OF BUSINESS, PRESS ANDS TELECOMMUNICATION.
The proposed project is taking into consideration the idea of rendering the existing elevator testing tower (108 m) profitable so that the term of fulfilment and recovery of the initial investment be as rapid as possible for affairs in building field.

BUCHAREST 6, 6-8 Blvd. Giuleşti, ROMANIA
PHONE 312 07 01, TELEX 10 140, FAX 312 31 81



Redactor şef: Ing. ILIE MIHĂESCU
Secretar general de redacţie: Ing. ŞERBAN NAICU
Redactor: K. FILIP; Grafică: I. IVAŞCU
Corectură: GEORGE IVAŞCU
Secretariat: M. MARINESCU

Administraţia: Editura „Presa Naţională" S.A.

Tiparul executat
la Imprimeria „Coresi"
Bucureşti

INDEX 44212

Societatea Comercială

ITIA SA

Bucharest
International Reef Transport

BUCHAREST — ROMANIA

Str. Timişoara nr. 92 — sector 6

S.C. ITIA BUCUREŞTI S.A.

ITIA Bucureşti s.a. este o unitate de prestigiu internaţional care efectuează transporturi de produse agroalimentare şi de mărfuri generale în întreaga Europă, precum şi în Orientul Mijlociu, în condiţii avantajoase, rapid şi în deplină securitate a mărfurilor transportate.

Agregatele frigorifice ce echipează autotrenurile sînt de tip Thermo King şi permit reglarea temperaturii produselor încărcate între valorile — 25°C şi + 20°C.

Unitatea repară şi asigură service la autovehiculele aparţinînd unor importante firme şi persoane fizice străine ce tranzitează România, la fel pentru agregatul frigorific ce intră în dotarea acestor autovehicule.

Personalul de întreţinere şi reparaţii, dispunînd de o înaltă calificare şi specializare, poate rezolva orice problemă tehnică apărută la întregul autovehicul (partea auto şi agregatul frigorific).

Pentru relaţii şi detalii vă rugăm a vă adresa la:

— ITIA Bucureşti s.a., str. Timişoara nr. 92 sector 6, telefon 6310874/7450165;

— atelierul de reparat agregate din comuna Gura Ocniţei, Ochiuri jud. Dîmboviţa, tel. 0926/73219.

Pentru asigurarea service-ului la agregatele frigorifice de tip Thermo King, firma este inclusă în Cartea Service Europeană.

